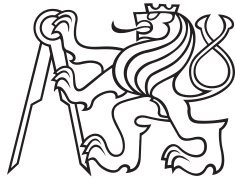


Diplomová práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra mikroelektroniky

## Ultrazvukový programovatelný výkonový generátor využívající spínače z karbidu křemíku

**Bc. Stanislav Štarman**

Vedoucí: prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.

Obor: Elektronika

Studijní program: Elektronika a komunikace

Květen 2023



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Štarman** Jméno: **Stanislav** Osobní číslo: **474254**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**  
Specializace: **Elektronika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Ultrazvukový programovatelný výkonový generátor využívající spínače z karbidu křemíku**

Název diplomové práce anglicky:

**Ultrasonic Programmable Power Generator Using Silicon Carbide Switches**

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte možnosti realizace ultrazvukového generátoru pro buzení různých piezoelektrických soustav, který bude mít ochrany proti zkratu, přepětí, podpětí a desaturaci.

Porovnejte vlastnosti Si a SiC výkonových spínačů a vyberte vhodný typ pro výkonový stupeň generátoru.

Navrhněte a realizujte generátor, který bude splňovat následující parametry: frekvenční rozsah 15 kHz-60 kHz, výstupní napětí 150 V-600 V, výkon 500 W. Generátor by měl pracovat v kontinuálním nebo dávkovém režimu s nastavitelným počtem pulsů. Pracovní frekvence, velikost výstupního napětí a výstupní výkon budou digitálně nastavitelné.

Realizovaný generátor a jeho funkce otestujte s různými piezoelektrickými zátěžemi.

Seznam doporučené literatury:

[1] M. H. Rashid, H. S. H. Chung, K. Afridi, J. M. Alonso, I. Batarseh, A. Bryant, J. Carrasco, L. Chaar, A. K. Chattopadhyay, and M. Chow; Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications, AP Press 2010.

[2] L. Svilainis, A. Chaziachmetovas, V. Dumbrava, Half bridge topology 500 V pulser for ultrasonic transducer excitation, Ultrasonics 59, 2015, pp. 79-85.

[3] H. Peng, J. Sabate, K. A. Wall, J. S. Glaser, GaN-Based High-Frequency High-Energy Delivery Transformer Push-Pull Inverter for Ultrasound Pulsing Application, IEEE Trans. Power Electron.33, 2018, pp. 6794-6806.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc. katedra mikroelektroniky FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **14.02.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: **26.05.2023**

Platnost zadání diplomové práce: **22.09.2024**

\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta





## Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu práce za jeho čas a ochotu při komunikaci i konzultování a opravování této práce. Hlavní díky patří mé manželce a dětem, kteří mi byli při psaní práce velkou oporou. Bylo to náročné období a museli mnoho obětovat, abych měl možnost práci dokončit. Další velké díky patří mému otci, přátelům a spolužákům.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem č. 1/2009 o etické přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, 26. května 2023

## Abstrakt

Tato práce popisuje princip a využití ultrazvukových generátorů. Jsou uvedena možná zapojení vstupního usměřovače, PFC obvodu, měniče napětí a koncového stupně, ze kterých se generátor skládá. Dále jsou porovnány technologie Si, SiC a GaN výkonových tranzistorů.

Následuje postup návrhu a realizace prototypu digitálně nastavitelného ultrazvukového generátoru. Měnič napětí je realizován pomocí upravené topologie half-bridge tak, aby dodával symetrické výstupní napětí pro koncový stupeň s celkovým maximálním výkonem 500 W. Napětí měniče je digitálně nastavitelné v rozsahu 150 V až 600 V a má aktivní regulaci pomocí zpětné vazby. Koncový stupeň je realizován pomocí tříúrovňového zapojení T-typ, s možností kontinuálního nebo pulsního buzení zátěže. Obě výkonové části využívají výkonové tranzistory na bázi SiC. Vstupní usměřovač a obvod pro PFC nejsou realizovány. Měnič napětí je napájen z externího zdroje 320 V. Generátor byl otestován s odporovou i piezoelektrickou zátěží.

**Klíčová slova:** ultrazvukový generátor, digitální řízení, piezoelektrický měnič

**Vedoucí:** prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.

## Abstract

This thesis describes the principle and utilization of ultrasonic generators. Possible configurations of the input rectifier, PFC circuit, voltage converter, and output stage, which the generator consists of, are presented. After that, the Si, SiC, and GaN power transistor technologies are compared.

Furthermore, the procedure for designing and implementing a digitally adjustable ultrasonic generator prototype is described. The voltage converter is constructed using a modified half-bridge topology to provide symmetrical output voltage for the output stage with a maximum total power of 500 W. The converter voltage is digitally adjustable within the range of 150 V to 600 V, with active feedback control. The output stage is implemented using a three-level T-type configuration, with the option of continuous or pulsed load excitation. Both power sections utilize SiC-based power transistors. The input rectifier and PFC circuit are not implemented. The voltage converter is powered by an external 320 V source. The generator has been tested with resistive and piezoelectric loads.

**Keywords:** ultrasonic generator, digital controlled, piezoelectric convertor

**Title translation:** Ultrasonic Programmable Power Generator Using Silicon Carbide Switches

## Obsah

<b>Seznam zkratk a symbolů</b>	<b>xiii</b>		
Fyzikální veličiny	xiii		
Seznam zkratk	xvi		
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>		
<b>2 Ultrazvukový generátor</b>	<b>3</b>		
2.1 Využití	3		
2.2 Komerční generátory	3		
2.3 Zátěž generátoru	5		
<b>3 Možná řešení částí generátoru</b>	<b>7</b>		
3.1 Napájení	7		
3.1.1 Vstupní usměrňovač	7		
3.1.2 Kompenzace účinníku	8		
3.2 Generátor výstupního napětí	13		
3.3 Koncový stupeň	17		
3.3.1 Topologie	17		
3.3.2 Budiče výkonových tranzistorů	20		
3.3.3 Ochrany generátoru	20		
3.4 Impedanční přizpůsobení	23		
3.5 Tranzistory pro koncový stupeň	24		
3.5.1 Porovnání technologií Si, SiC a GaN	24		
3.5.2 Typy pouzder a jejich vlastnosti	27		
<b>4 Rozbor ztrát</b>	<b>29</b>		
4.1 Statické ztráty	29		
4.2 Dynamické ztráty	30		
4.3 Ztráty budiče	31		
<b>5 Návrh generátoru</b>	<b>33</b>		
5.1 Požadované parametry generátoru	33		
5.2 Parametry zatěžovacích prvků	33		
5.3 Výpočty obvodových prvků	34		
5.3.1 Koncový stupeň	34		
5.3.2 Stejnoseměrný měnič výstupního napětí	35		
5.3.3 Výpočet a zapojení budiče	45		
5.4 Výkonová bilance	48		
5.4.1 Ztráty výkonových tranzistorů	48		
5.4.2 Výpočet chladiče	51		
5.4.3 Ztrátový výkon budiče	52		
5.5 Simulace výkonové části generátoru	53		
<b>6 Realizace a zapojení generátoru</b>	<b>55</b>		
6.1 Měření výstupních veličin	58		
6.2 Řízení generátoru	60		
6.3 Impedanční přizpůsobení	60		
<b>7 Testování generátoru</b>	<b>63</b>		
7.1 Měření zatíženého měniče napětí	63		
7.2 Měření na zátěži generátoru	66		
7.2.1 Odporová zátěž	66		
7.2.2 Piezoelektrická zátěž	66		
<b>8 Závěr</b>	<b>69</b>		
<b>Literatura</b>	<b>71</b>		
<b>A Fotografie použitých měničů</b>	<b>75</b>		
<b>B Měření měniče napětí</b>	<b>77</b>		
B.1 Průběhy veličin	77		
B.2 Změřené hodnoty pro výpočet účinnosti	79		
<b>C Měření výstupních veličin</b>	<b>81</b>		
C.1 Průběhy na odporové zátěži	81		
C.2 Průběhy na testovaných sonotrodách	83		

<b>D Simulované průběhy</b>	<b>91</b>
D.1 Měnič napětí .....	91
<b>E Schémata zapojení výkonových žástí DPS</b>	<b>93</b>

## Obrázky

2.1 Ultrazvukové generátory firmy Hielscher Ultrasonics .....	4	3.14 Zapojení half-bridge měniče [10]	14
2.2 Generátor ECO iSONIC společnosti Sonotronic [3] .....	4	3.15 Zapojení full-bridge měniče [10]	15
2.3 Ultrazvuková čistička BT1206 firmy ULTRASONIC POWER [4]..	5	3.16 Zapojení LLC měniče [10].....	15
2.4 Piezoelektrický měnič společnosti Branson .....	5	3.17 DCM režim měniče napětí [11]	16
2.5 Butterworth-Van-Dyke model piezokeramiky s jednou rezonanční frekvencí [5] .....	6	3.18 CCM režim měniče napětí [11]	16
2.6 Butterworth-Van-Dyke model piezokeramiky s několika rezonančními frekvencemi [5] .....	6	3.19 Zapojení polomůstku .....	18
3.1 Blokové schéma ultrazvukového generátoru .....	7	3.20 Zapojení můstku.....	18
3.2 Základní typy usměrňovačů [6] ..	8	3.21 Koncový stupeň v zapojení T typ	19
3.3 Ideální průběh odebíraného napětí a proudu [8].....	9	3.22 Koncový stupeň v zapojení diode clamped .....	19
3.4 Odebírané napětí a proud s fázovým posunem [8] .....	9	3.23 Zkratová ochrana pomocí bočníku [13] .....	21
3.5 Pasivní usměrňovač bez PFC [8]	10	3.24 Zkratová ochrana pomocí desaturace [13] .....	21
3.6 Průběhy napětí a proudu v usměrňovači bez PFC [8].....	10	3.25 Zkratová ochrana pomocí sense FET [13] .....	22
3.7 Příklad zapojení pasivního PFC [8] .....	10	3.26 Možné přizpsobení pro zátěž s nižší impedancí než je impedance zdroje [5] .....	23
3.8 Průběhy napětí a proudu u pasivního PFC [8].....	11	3.27 Možné přizpsobení pro zátěž s vyšší impedancí než je impedance zdroje [5] .....	24
3.9 Zapojení částečně spínaného PFC [8] .....	11	3.28 Oblasti využití různých typů spínačů [14] .....	25
3.10 Průběhy napětí a proudu u částečně spínaného PFC [8] .....	11	3.29 Varianty pouzdra TO-247 [21] .	27
3.11 Principiální schéma jednoduchého aktivního PFC [8].....	12	3.30 Náhradní schémata pouzdra TO-247 [21] .....	27
3.12 Příklad buck PFC [9].....	12	4.1 Vizualizace výkonových ztrát tranzistoru [14] .....	29
3.13 Zapojení push-pull měniče [10]	13	5.1 Realizované zapojení měniče napětí .....	35
		5.2 Porovnání frekvenční závislosti feritových jader s materiálem VITROPERM [24] .....	36

5.3 Upravené zapojení měniče napětí pro výpočet . . . . .	37	6.3 Blokové schéma zapojení realizované DPS . . . . .	56
5.4 Výstupní proudy v závislosti na výstupním napětí pro výkon 500 W	38	6.4 Transformátor měniče napětí . . .	57
5.5 Doby sepnutí $t_1$ pro různé hodnoty výstupního napětí. . . . .	39	6.5 Realizace koncového stupně . . . .	57
5.6 Očekávaný průběh napětí na primárním vinutí transformátoru [11] . . . . .	40	6.6 Celkové blokové schéma zapojení generátoru . . . . .	58
5.7 Magnetizační proudy transformátoru v závislosti na výstupním napětí. . . . .	41	6.7 Zapojení obvodu AMC3301 [33]	59
5.8 Zvlnění výstupního proudu v závislosti na výstupním napětí. .	42	6.8 Zapojení obvodu ACS37002 [34]	59
5.9 Maximální proud sekundárními vinutími transformátoru pro různé hodnoty výstupního napětí. . . . .	43	6.9 Použitá výstupní tlumivka . . . . .	61
5.10 Ideální průběh proudu sekundárním vinutím . . . . .	43	7.1 Změřená účinnost měniče napětí, $V_{out} = 1200 V$ . . . . .	64
5.11 Maximální proud primárním vinutím transformátoru pro různé hodnoty výstupního napětí. . . . .	44	7.2 Změřená účinnost měniče napětí, $V_{out} = 900 V$ . . . . .	64
5.12 Očekávaný průběh proudu primárním vinutím transformátoru	45	7.3 Změřená účinnost měniče napětí, $V_{out} = 600 V$ . . . . .	65
5.13 Použité zapojení desaturační ochrany [22]. . . . .	47	7.4 Změřená účinnost měniče napětí, $V_{out} = 300 V$ . . . . .	65
5.14 Vodivostní ztráty tranzistorů v závislosti na efektivní hodnotě proudu primárním vinutím . . . . .	49	7.5 Výstupní průběhy na odporové zátěži, $R_Z=1,8 k\Omega$ , $V_{out}=600 V$ , $D=0,45$ , $f_s=50 kHz$ . . . . .	66
5.15 Použité zapojení měniče napětí pro simulaci . . . . .	53	7.6 Výstupní průběhy na sonotrodě 1, $V_{out}=600 V$ , $D=0,25$ , $f_s=21,5 kHz$	67
5.16 Výstupní průběhy budičů v měniči napětí . . . . .	54	A.1 Piezoelektrický měnič pro ultrazvukové čističky . . . . .	75
6.1 Realizace základní desky generátoru, horní strana . . . . .	55	A.2 Piezoelektrický měnič pro ultrazvukové čističky s přidanou mechanickou soustavou . . . . .	75
6.2 Realizace základní desky generátoru, spodní strana . . . . .	56	A.3 Sonotroda pro sonochemii, průměr $D=15 mm$ . . . . .	75
		A.4 Sonotroda pro sonochemii, průměr $D=20 mm$ . . . . .	76
		A.5 Sonotroda pro sonochemii, průměr $D=25 mm$ . . . . .	76
		A.6 Sonotroda pro sonochemii značky Branson . . . . .	76

B.1 Proud primárním vinutím, $V_{out}=300\text{ V}$ , $R_Z=3,7\text{k}\Omega$ .....	77	C.14 Průběhy na sonotrodě $d=25\text{ mm}$ , $V_{out}=400\text{ V}$ , ustálený stav .....	88
B.2 Proud sekundárním vinutím, $V_{out}=300\text{ V}$ , $R_Z=3,7\text{k}\Omega$ .....	78	C.15 Průběhy na sonotrodě $d=25\text{ mm}$ , $V_{out}=200\text{ V}$ , ustálený stav .....	88
B.3 Proud primárním vinutím, $V_{out}=700\text{ V}$ , $R_Z=1,2\text{k}\Omega$ .....	78	C.16 Průběhy na sonotrodě Branson, $V_{out}=600\text{ V}$ , 12 pulsů.....	89
B.4 Proud sekundárním vinutím, $V_{out}=700\text{ V}$ , $R_Z=1,2\text{k}\Omega$ .....	79	C.17 Průběhy na sonotrodě Branson, $V_{out}=600\text{ V}$ , ustálený stav .....	89
C.1 Výstupní průběhy na odporové zátěži $R_Z=1,8\text{ k}\Omega$ , $V_{out}=200\text{ V}$ , $D=12,5$ , $f_s=15\text{ kHz}$ ..	81	C.18 Průběhy na sonotrodě Branson, $V_{out}=400\text{ V}$ , ustálený stav .....	90
C.2 Výstupní průběhy na odporové zátěži $R_Z=1,8\text{ k}\Omega$ , $V_{out}=400\text{ V}$ , $D=20$ $f_s=30\text{ kHz}$ .....	82	C.19 Průběhy na sonotrodě Branson, $V_{out}=200\text{ V}$ , ustálený stav .....	90
C.3 Výstupní průběhy na odporové zátěži $R_Z=1,8\text{ k}\Omega$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , $D=45$ $f_s=50\text{ kHz}$ .....	82	D.1 Simulované průběhy pro napětí $V_{out}=1200\text{ V}$ .....	91
C.4 Průběhy na sonotrodě $d=15\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , 12 pulsů.....	83	D.2 Simulované průběhy pro napětí $V_{out}=900\text{ V}$ .....	92
C.5 Průběhy na sonotrodě $d=15\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , ustálený stav .....	83	D.3 Simulované průběhy pro napětí $V_{out}=600\text{ V}$ .....	92
C.6 Průběhy na sonotrodě $d=15\text{ mm}$ , $V_{out}=400\text{ V}$ , ustálený stav .....	84	D.4 Simulované průběhy pro napětí $V_{out}=300\text{ V}$ .....	92
C.7 Průběhy na sonotrodě $d=15\text{ mm}$ , $V_{out}=200\text{ V}$ , ustálený stav .....	84	E.1 Schéma zapojení polomůstku a budičů realizované DPS .....	93
C.8 Průběhy na sonotrodě $d=20\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , 12 pulsů.....	85	E.2 Schéma zapojení přídatné desky pro koncový stupeň .....	94
C.9 Průběhy na sonotrodě $d=20\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , ustálený stav .....	85	E.3 Schéma zapojení měřicích obvodů realizované DPS .....	95
C.10 Průběhy na sonotrodě $d=20\text{ mm}$ , $V_{out}=400\text{ V}$ , ustálený stav .....	86		
C.11 Průběhy na sonotrodě $d=20\text{ mm}$ , $V_{out}=200\text{ V}$ , ustálený stav .....	86		
C.12 Průběhy na sonotrodě $d=25\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , 12 pulsů.....	87		
C.13 Průběhy na sonotrodě $d=25\text{ mm}$ , $V_{out}=600\text{ V}$ , ustálený stav .....	87		

## Tabulky

3.1 Porovnání základních parametrů širokopásmových polovodičů s Si [14]	25
3.2 Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s $V_{DS} = 600 \text{ V}$ [15], [16], [17]...	26
3.3 Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s $V_{DS} = 900 \text{ V}$ [18], [19] .....	26
3.4 Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s $V_{DS} = 1200 \text{ V}$ [20] .....	26



## Seznam zkratek a symbolů

### Fyzikální veličiny

Symbol	Jednotka	Význam
$A_{FE}$	$[cm^2]$	Průřez jádra
$A_L$	[H]	Indukčnost na závit
$B_{max}$	[T]	Maximální magnetická indukce v jádře
$B_s$	[T]	Saturační magnetická indukce
$C_0$	[F]	Kapacita piezokeramiky
$C_{BLK}$	[F]	Kapacita zpoždovacího kondenzátoru desaturální ochrany
$C_m$	[F]	Kapacita piezoelektrického měniče
$C_{se}$	[F]	Sériová kapacita náhradního modelu piezokeramiky
$D$	[-]	Střída PWM signálu
$d$	[m]	Průměr hrotu sonotrody
$E_{off}$	[J]	Energie pro rozeptnutí tranzistoru
$E_{on}$	[J]	Energie pro sepnutí tranzistoru
$f_m$	[Hz]	Spínací frekvence měniče napětí
$f_s$	[Hz]	Spínací frekvence Koncového stupně
$f_{s\_max}$	[Hz]	Maximální spínací frekvence koncového stupně
$f_{sw}$	[Hz]	Spínací frekvence
$I_1$	[A]	Základní harmonická složka proudu
$I_D$	[A]	Proud tranzistorem
$i_D$	[A]	Okamžitý proud tranzistorem
$I_{Dpulse}$	[A]	Maximální pulsní proud tranzistorem
$I_{Drms}$	[A]	Efektivní hodnota proudu tranzistorem
$I_G$	[A]	Budicí proud hradla tranzistoru
$I_{mag}$	[A]	Magnetizační proud transformátoru
$I_n$	[A]	n-tá harmonická složka proudu
$I_{out}$	[A]	Výstupní proud měniče napětí

$I_{p\_max}$	[A]	Maximální kontinuální proud převodníku proudu
$I_{p,max}$	[A]	Maximální proud primárním vinutím transformátoru
$I_Q$	[A]	Klidový vstupní proud budiče tranzistoru
$I_{rip}$	[A]	Zvlnění proudu sekundárního vinutí transformátoru měniče napětí
$I_{s,max}$	[A]	Maximální proud sekundárního vinutí transformátoru měniče napětí
$I_{sink\_pk}$	[A]	Maximální rozpínací proud budiče tranzistoru
$I_{source\_pk}$	[A]	Maximální spínací proud budiče tranzistoru
$k_{disp}$	[-]	faktor fázového posunu
$k_{dist}$	[-]	faktor harmonického zkreslení
$L_1$	[H]	Indukčnost výstupní tlumivky měniče napětí
$L_o$	[H]	Indukčnost výstupní tlumivky koncového stupně
$L_p$	[H]	Indukčnost primárního vinutí transformátoru měniče napětí
$L_s$	[H]	Indukčnost sekundárního vinutí transformátoru měniče napětí
$L_{se}$	[H]	Sériová indukčnost náhradního modelu piezokeramiky
$M_V$	[-]	Napětový přenos měniče napětí
$n$	[-]	Poměr sekundárního a primárního počtu závitů transformátoru měniče napětí
$n_d$	[-]	Počet sériových diod desaturační ochrany
$N_p$	[-]	Počet závitů primárního vinutí transformátoru měniče napětí
$N_s$	[-]	Počet závitů sekundárního vinutí transformátoru měniče napětí
$P$	[W]	Činný výkon
$P_{sw}$	[W]	Celkové spínací ztráty tranzistoru
$p_{con}$	[W]	Okamžité vodivostní ztráty tranzistoru
$P_{conT}$	[W]	Celkové vodivostní ztráty tranzistoru
$P_{DR}$	[W]	Celkový ztrátový výkon budiče tranzistoru
$P_{DR\_sw}$	[W]	Spínací ztráty budiče tranzistoru
$PF$	[rad]	Power factor
$\Phi$	[rad]	Fázový posun mezi napětím a proudem
$P_{max}$	[W]	Celkový maximální výkon měniče napětí
$P_{out}$	[W]	Maximální výstupní výkon koncového stupně
$P_Q$	[W]	Klidové ztráty budiče tranzistoru
$\Psi_{jb}$	[°C/W]	Tepelný odpor mezi čipem budiče a plošným spojem
$P_{sw\_off}$	[W]	Rozpínací ztráty tranzistoru
$P_{sw\_off,k}$	[W]	Rozpínací ztráty tranzistoru v koncovém stupni
$P_{sw\_off,m}$	[W]	Rozpínací ztráty tranzistoru v měniči napětí
$P_{sw\_on}$	[W]	Spínací ztráty tranzistoru

$P_{sw\_on,k}$	[W]	Spínací ztráty tranzistoru v koncovém stupni
$P_{sw\_on,m}$	[W]	Spínací ztráty tranzistoru v měniči napětí
$P_{sw,k}$	[W]	Celkové spínací ztráty tranzistoru v koncovém stupni
$P_{sw,m}$	[W]	Celkové spínací ztráty tranzistoru v měniči napětí
$P_T$	[W]	Celkové ztráty tranzistoru
$P_{T,k}$	[W]	Celkové ztráty tranzistoru v koncovém stupni
$P_{T,m}$	[W]	Celkové ztráty tranzistoru v měniči napětí
$Q_G$	[C]	Celkový náboj hradla tranzistoru
$R_1$	[ $\Omega$ ]	Rezistor pro nastavení proudu diodou desaturační ochrany
$R_2$	[ $\Omega$ ]	Rezistor děliče napětí desaturační ochrany
$R_3$	[ $\Omega$ ]	Rezistor děliče napětí desaturační ochrany
$R_{DSon}$	[ $\Omega$ ]	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu
$R_{G\_int}$	[ $\Omega$ ]	Interní odpor hradla tranzistoru
$R_{m,p}$	[ $\Omega$ ]	Změřený ekvivalentní paralelní odpor měniče
$R_{m,s}$	[ $\Omega$ ]	Změřený ekvivalentní sériový odpor měniče
$R_{OFF}$	[ $\Omega$ ]	Externí rozpínací odpor hradla tranzistoru
$R_{OH\_EFF}$	[ $\Omega$ ]	Odpor hybridní pull-up struktury budiče tranzistoru
$R_{OL}$	[ $\Omega$ ]	Interní pull-down odpor budiče tranzistoru
$R_{ON}$	[ $\Omega$ ]	Externí spínací odpor hradla tranzistoru
$R_{p1}$	[ $\Omega$ ]	Odpor napětového děliče měřicího převodníku napětí
$R_{p2}$	[ $\Omega$ ]	Odpor napětového děliče měřicího převodníku napětí
$R_{se}$	[ $\Omega$ ]	Sériový odpor náhradního modelu piezokeramiky
$R_{thCR}$	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]	Tepelný odpor přechodu pouzdro - chladič tranzistoru
$R_{thJC}$	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]	Tepelný odpor přechodu čip - pouzdro tranzistoru
$R_{thRA}$	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]	Tepelný odpor přechodu chladič - okolí
$R_Z$	[ $\Omega$ ]	Odpor zátěže generátoru
$S$	[VA]	Zdánlivý výkon
$T$	[s]	Spínací perioda
$t$	[s]	Čas
$t_1$	[s]	Doba sepnutí tranzistoru v měniči napětí
$t_{1max}$	[s]	Maximální doba sepnutí tranzistoru v měniči napětí
$t_{1min}$	[s]	Minimální doba sepnutí tranzistoru v měniči napětí
$t_2$	[s]	Doba rozepnutí tranzistoru v měniči napětí
$t_3$	[s]	Doba pro demagnetizaci tlumivky měniče napětí
$T_A$	[ $^{\circ}\text{C}$ ]	Teplota okolí

$T_b$	[°C]	Teplota plošného spoje
$t_{BLK}$	[s]	Čas reakce desaturační ochrany
$T_{j,DR}$	[°C]	Teplota čipu budiče tranzistoru
$T_{j,DR\_max}$	[°C]	Maximální provozní teplota budiče tranzistoru
$T_{j,T}$	[°C]	Teplota čipu tranzistoru
$t_{off}$	[s]	Doba pro rozepnutí tranzistoru
$t_{on}$	[s]	Doba pro sepnutí tranzistoru
$T_{sw}$	[s]	Spínací perioda
$u_{DS}$	[V]	Okamžité napětí na tranzistoru
$V_{DD}$	[V]	Spínací napětí budiče tranzistoru
$V_{DS}$	[V]	Napětí na tranzistoru
$V_{EE}$	[V]	Rozpínací napětí budiče tranzistoru
$V_f$	[V]	Úbytek napětí na usměrňovací diodě v měničích napětí
$V_{fsw}$	[V]	Úbytek napětí na diodě desaturační ochrany
$V_{in}$	[V]	Vstupní napětí měniče napětí
$V_{OC\_DET}$	[V]	Napětí na tranzistoru pro reakci desaturační ochrany
$V_{OC\_TH}$	[V]	Interní napěťová reference budiče tranzistoru pro reakci desaturační ochrany
$V_{out}$	[V]	Výstupní napětí měniče napětí
$V_{out,max}$	[V]	Maximální výstupní napětí měniče napětí
$V_p$	[V]	Napětí na primárním vinutí transformátoru měniče napětí
$V_{p,in\_max}$	[V]	Maximální vstupní napětí měřicího převodníku napětí
$V_{p,out\_max}$	[V]	Maximální výstupní napětí měřené převodníkem napětí
$V_{p,st}$	[V]	Střední hodnota napětí na primárním vinutí transformátoru měniče napětí
$V_s$	[V]	Napětí na sekundárním vinutí transformátoru měniče napětí

## Seznam zkratk

Zkratka	Význam
CCM	Continuous Conduction Mode
CRM	Critical Conduction Mode
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DPS FET	Field Effect Transistor
GaN	Gallium Nitride
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PFC	Power Factor Correction

---

PID	Proportional Integral Derivative controller
PWM	Pulse Width Modulation
Si	Silicon
SiC	Silicon Carbide
SoC	System on Chip
THD	Total Harmonic Distortion





# Kapitola 1

## Úvod

Ultrazvukové generátory jsou dnes velmi rozšířená zařízení, která nacházejí uplatnění ve spoustě různých oblastech: od domácího využití, přes laboratorní výzkumy, až po velké průmyslové výrobní či testovací linky.

Principem funkce těchto zařízení je převod elektrického signálu o ultrazvukových frekvencích (typicky vyšších než 15 kHz), vytvořeného generátorem, na mechanické kmity pomocí ultrazvukového měniče, který je vybrán podle konkrétní aplikace. Velmi časté využití nacházejí například pro ultrazvukové sváření termoplastů, krájení měkkých předmětů (například jídlo), čištění, sonochemii, nebo nedestruktivní testování materiálů.

V prvních kapitolách této práce jsou jednoduše popsány ultrazvukové generátory, jejich princip a využití. Dále následuje rozbor možných zapojení jednotlivých částí generátoru. Hlavní část práce se zabývá návrhem, realizací a testováním prototypu ultrazvukového generátoru s digitálně nastavitelnými parametry.

Tato práce vznikala ve společnosti STARMANS electronics, a částečně navazuje na předchozí bakalářskou práci [1]. Její náplní je analýza konstrukčních řešení, návrh generátoru a jeho zapojení, návrh plošného spoje, realizace a následné testování. Veškeré řízení generátoru a ovládání pomocí počítače zajišťuje existující software společnosti STARMANS electronics, který nevznikal při této práci.





## Kapitola 2

### Ultrazvukový generátor

Ultrazvukový generátor je zařízení, které generuje elektrický signál o ultrazvukových frekvencích. Tento signál je dále přiveden na elektroakustický měnič (obvykle piezokeramika) a konvertován na mechanické kmity. Ty se dále šíří připojenou mechanickou soustavou, která je navržena pro konkrétní aplikaci.

#### 2.1 Využití

V dnešní době mají ultrazvukové generátory velmi široké uplatnění. Používají se například pro sváření termoplastů, řezání měkkých materiálů jako jídlo nebo textil, ultrazvukové čističky, sonochemii, zdravotnické aplikace a mnoho dalších.

#### 2.2 Komerční generátory

Na trhu se objevují generátory s velkým rozsahem výkonů, aplikací i rozměrů. Od stolních zařízení po velké výrobní linky. Níže je vypsáno několik známých firem, které ultrazvukové generátory vyrábějí.

### ■ Hielscher Ultrasonics

Jedná se o německou firmu, která se specializuje na zpracování kapalin. Prodává generátory pro laboratorní účely s výkonem 50 až 400 W, nebo průmyslové generátory s výkonem od 0,5 do 16 kW. Na obrázku 2.1a je generátor UP100H s možností ručního použití s výkonem 100 W a frekvencí 30 kHz. Na obrázku 2.1b je průmyslový generátor UIP4000 s výkonem 4 kW a frekvencí 20 kHz, který je určen pro trvalý provoz. [2]



(a) : UP100H [2]



(b) : UIP4000 [2]

**Obrázek 2.1:** Ultrazvukové generátory firmy Hielscher Ultrasonics

### ■ SONOTRONIC

Jedná se o německou společnost se specializací na ultrazvukové sváření, ale prodávají i stroje pro ultrazvukové děrování, nýtování nebo krájení. Na obrázku 2.2 je zobrazena ultrazvuková svářečka ECO iSONIC. [3]



**Obrázek 2.2:** Generátor ECO iSONIC společnosti Sonotronic [3]

### ■ ULTRASONIC POWER

Tato společnost se specializuje na ultrazvukové čističky. Prodává zařízení s objemem od 1,9 do 25 galonů, nebo automatizované čisticí linky. Na obrázku 2.3 je zobrazena ultrazvuková čistička BT1206 s objemem 1,9 galonu. [4]



**Obrázek 2.3:** Ultrazvuková čistička BT1206 firmy ULTRASONIC POWER [4]

## ■ 2.3 Zátěž generátoru

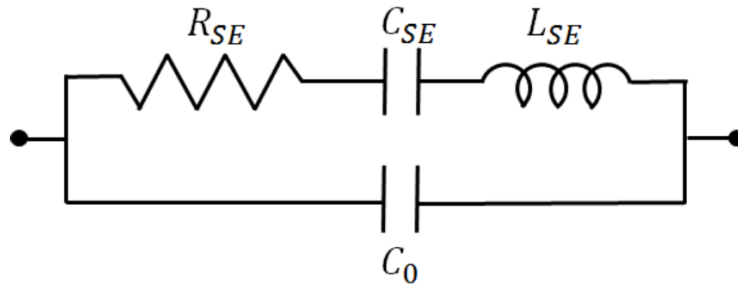
Zátěž je obvykle tvořena elektro-mechanickým měničem, většinou v podobě piezokeramiky, která je namontována v mechanické soustavě, vhodné pro danou aplikaci. Využívá se zde její vlastnosti změny objemu po přivedení elektrického napětí (nepřímý piezoelektrický jev) pro generaci mechanických kmitů, které jsou dále přenášeny a fokusovány pomocí připojené mechanické soustavy. Výkonové měniče obvykle využívají několika spojených piezokeramik pro generaci silnějších mechanických kmitů. Na obrázku 2.4 je zobrazen příklad piezoelektrického měniče společnosti Branson.



**Obrázek 2.4:** Piezoelektrický měnič společnosti Branson

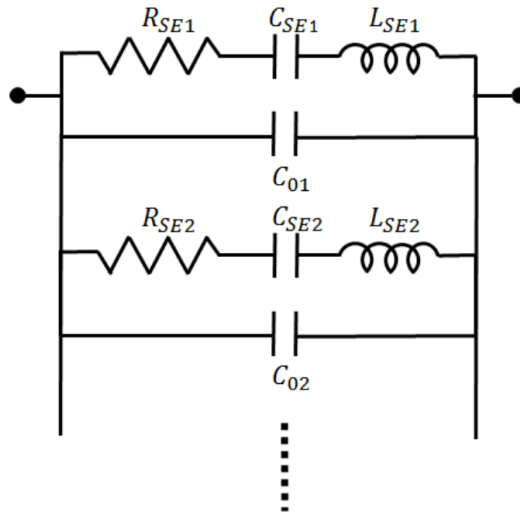
### ■ Náhradní model piezokeramiky

Pokud není piezokeramika spojena s mechanickou soustavou, lze ji popsat jednodušším modelem na obrázku 2.5.  $C_0$  představuje kapacitu piezokeramiky a členy  $R_{SE}$ ,  $C_{SE}$  a  $L_{SE}$  popisují její mechanickou rezonanci.



**Obrázek 2.5:** Butterworth-Van-Dyke model piezokeramiky s jednou rezonanční frekvencí [5]

Pokud je piezokeramika spojena s mechanickou soustavou, model je složitější, neboť musí popisovat i další mechanické rezonance přidané mechanické soustavy. Ty jsou znázorněny dalšími  $R_{SE}$ ,  $C_{SE}$  a  $L_{SE}$  členy u složitějšího modelu na obrázku 2.6. To se projeví i na frekvenční charakteristice, kde bude viditelných více rezonančních frekvencí. Pokud je ale mechanická soustava dobře navržena, měla by být hlavní pracovní rezonance dominantní. Piezoelektrické měniče a jejich princip jsou blíže popsány v mé předchozí práci [1].

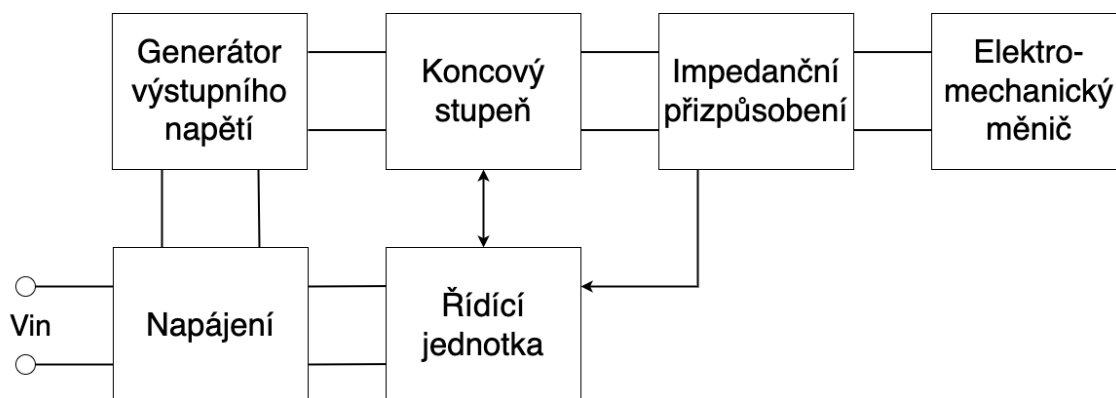


**Obrázek 2.6:** Butterworth-Van-Dyke model piezokeramiky s několika rezonančními frekvencemi [5]

## Kapitola 3

### Možná řešení částí generátoru

Většina ultrazvukových generátorů se skládá z několika základních bloků, zobrazených na obrázku 3.1. Dále budou jednoduše popsány možnosti jejich realizace.



Obrázek 3.1: Blokové schéma ultrazvukového generátoru

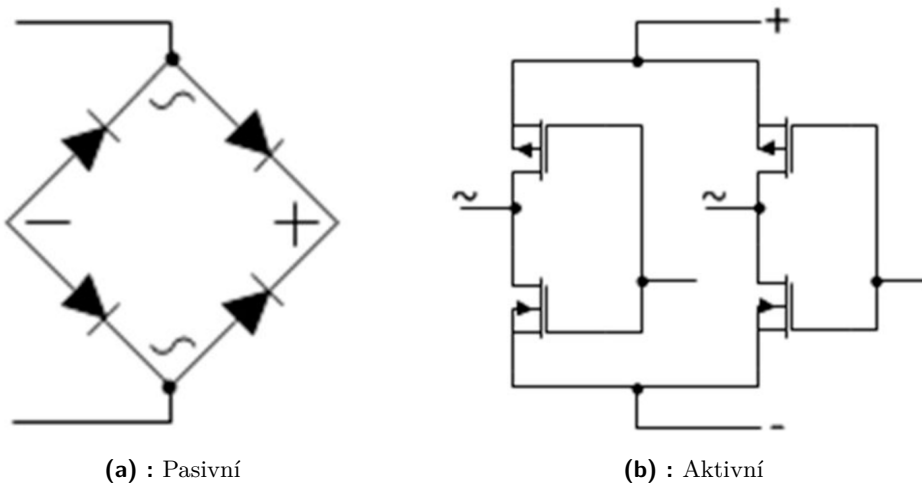
### 3.1 Napájení

Napájení generátoru je obvykle zajištěno připojením k elektrické síti. Pokud se jedná o generátor s vysokým výkonem, je možné i využití třífázové sítě. Hlavní částí napájecích obvodů je vstupní usměrňovač a obvod pro kompenzaci účinníku.

#### 3.1.1 Vstupní usměrňovač

Slouží k usměrnění střídavého napětí elektrické sítě, ze které je generátor napájen. Obvykle se používá diodový můstek. U vyšších výkonů je možné pro snížení výkonových ztrát použít aktivní usměrňovač, kde jsou diody nahrazeny aktivními spínači, obvykle tranzistory nebo tyristory. Ty jsou spínány při

průchodu vstupního napětí nulou, díky čemuž dochází téměř k nulovým ztrátám. Obě zapojení jsou znázorněna na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2: Základní typy usměrňovačů [6]

### 3.1.2 Kompenzace účinníku

Účinník udává, jaká část dodávaného výkonu zařízení je efektivně využita zátěží v podobě činného výkonu. Ideální hodnota účinníku je  $PF=1$ . To znamená, že veškerý dodávaný výkon je efektivně využitý. Pokles účinníku je způsoben fázovým posunem mezi napětím a proudem (obrázek 3.3 a 3.4), nebo zkreslením průběhu proudu (obrázek 3.6). Pokud je účinník  $PF < 1$ , znamená to, že zařízení spotřebovává vyšší výkon než by byl potřeba v podobě jalového výkonu. To je způsobeno výraznou indukčností nebo kapacitní zátěží, které způsobují fázový rozdíl mezi napětím a proudem. Účinník je definován následujícími vztahy, které byly převzaty z literatury [7].

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos \phi}{V_{rms} I_{rms}} = \cos \phi \quad (3.1)$$

Kde:

$PF [-]$  je účinník,

$P [W]$  je činný výkon,

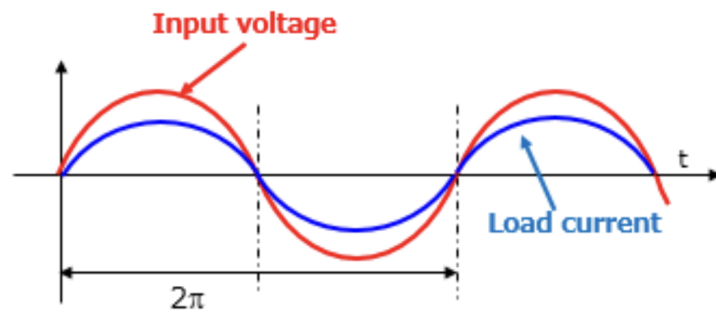
$S [VA]$  je zdánlivý výkon,

$V_{rms} [V]$  je efektivní hodnota napětí,

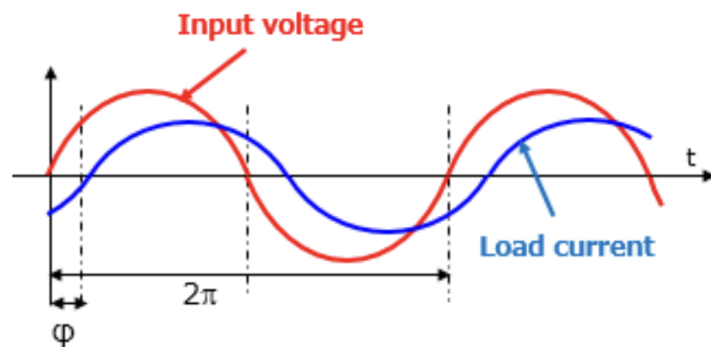
$I_{rms} [A]$  je efektivní hodnota proudu,

$\phi [rad]$  je fázový posun mezi napětím a proudem.

Tento vztah však platí pouze pro harmonické průběhy. Pokud jsou průběhy napětí nebo proudu neharmonické, je potřeba vzít v úvahu také harmonické zkreslení. To udává, jak moc se průběh liší od ideálního harmonického průběhu. Je dáno poměrem sumy všech vyšších harmonických složek obsažených



Obrázek 3.3: Ideální průběh odebíraného napětí a proudu [8]



Obrázek 3.4: Odebírané napětí a proud s fázovým posunem [8]

v signálu s hlavní harmonickou (rovnice (3.2)). Obvykle bývá způsobeno pulsním odběrem proudu, například při použití pasivního usměrňovače bez PFC (obrázek 3.5). Výstupní kondenzátor je dobíjen, pouze pokud je jeho napětí nižší než aktuální napětí sítě, což vede k neharmonickému odběru proudu znázorněnému na obrázku 3.6. Celkovou hodnotu PF lze poté pro neharmonické fázově posunuté průběhy vyjádřit vztahem (3.3). [7]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{1}{k_{dist}^2} - 1} \quad (3.2)$$

$$PF = k_{disp} \cdot k_{dist} \quad (3.3)$$

Kde:

$THD$  [-] je harmonické zkreslení,

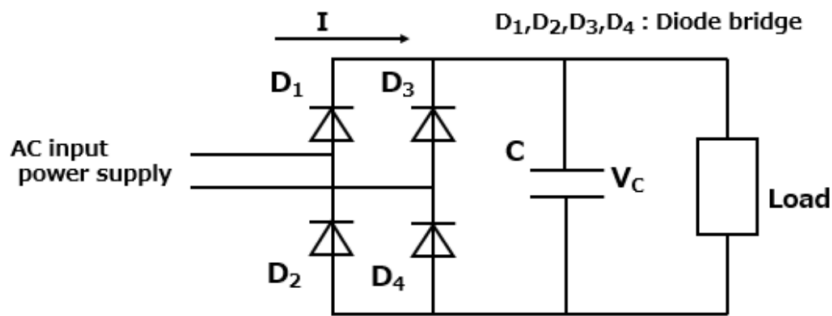
$I_n$  [A] je n-tá harmonická složka proudu,

$I_1$  [A] je základní harmonická složka proudu,

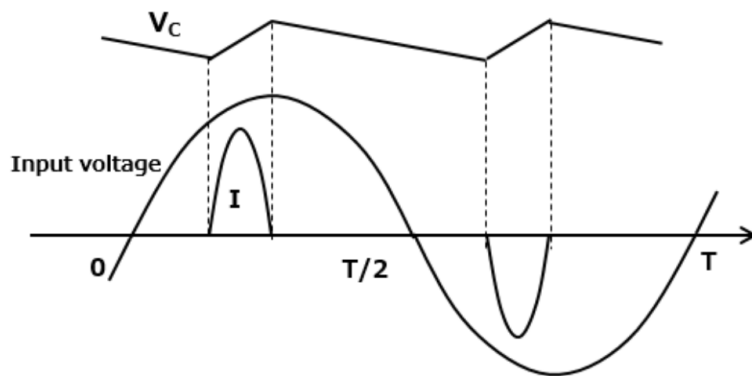
$k_{disp} = \cos \phi$  [-] je faktor fázového posunu,

$k_{dist}$  [-] je faktor harmonického zkreslení.

Obvody pro úpravu účinnku (dále PFC) fungují na principu tvarování odebíraného proudu ze sítě. Zajišťují, aby měl proud harmonický průběh a byl ve fázi s napětím. Kvůli tomu je potřeba zajistit uložení dostatečné energie pro chvíle, kdy je proud ze sítě omezen.



Obrázek 3.5: Pasivní usměrňovač bez PFC [8]



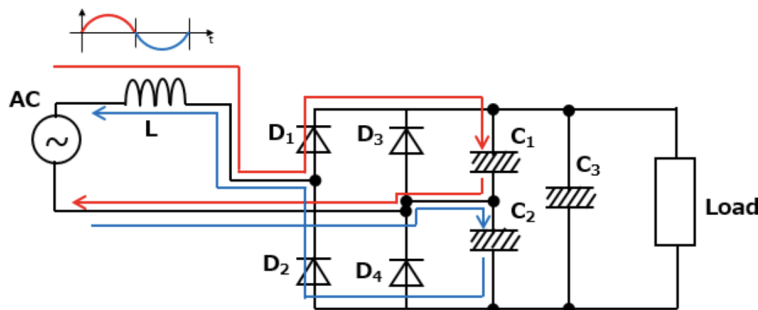
Obrázek 3.6: Průběhy napětí a proudu v usměrňovači bez PFC [8]

### ■ Obvodové řešení

PFC obvody se z hlediska funkce dělí na dvě skupiny:

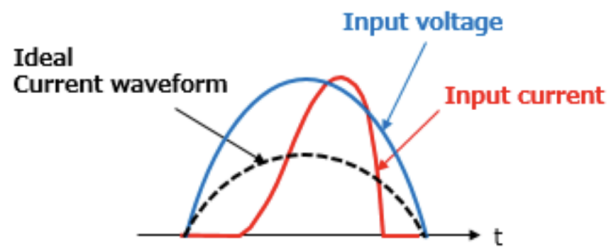
#### ■ Pasivní PFC

Bývají realizovány pomocí indukčností a kapacit. Na obrázku 3.7 je znázorněno základní zapojení, na obrázku 3.8 je uveden typický průběh proudu. Používají se pro aplikace s vysokým výkonem (cca  $P > 10 \text{ kW}$ ). Jejich hlavními nevýhodami jsou velký objem, hmotnost a cena.



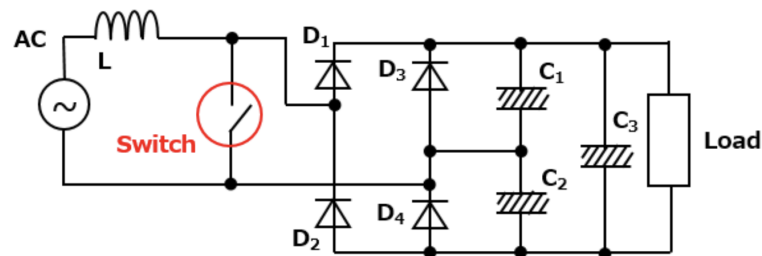
Obrázek 3.7: Příklad zapojení pasivního PFC [8]



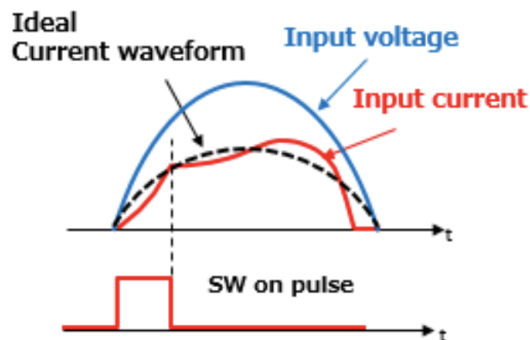


Obrázek 3.8: Průběhy napětí a proudu u pasivního PFC [8]

Vylepšenou variantou je takzvané částečně spínané PFC, zobrazené na obrázku 3.9, které využívá jeden spínač pro připojení tlumivky k zemi na začátku půlvlny napětí, kdy by kondenzátory zatím neodebíraly proud. Tím je dosaženo dalšího zlepšení tvaru průběhu proudu znázorněného na obrázku 3.10.



Obrázek 3.9: Zapojení částečně spínaného PFC [8]



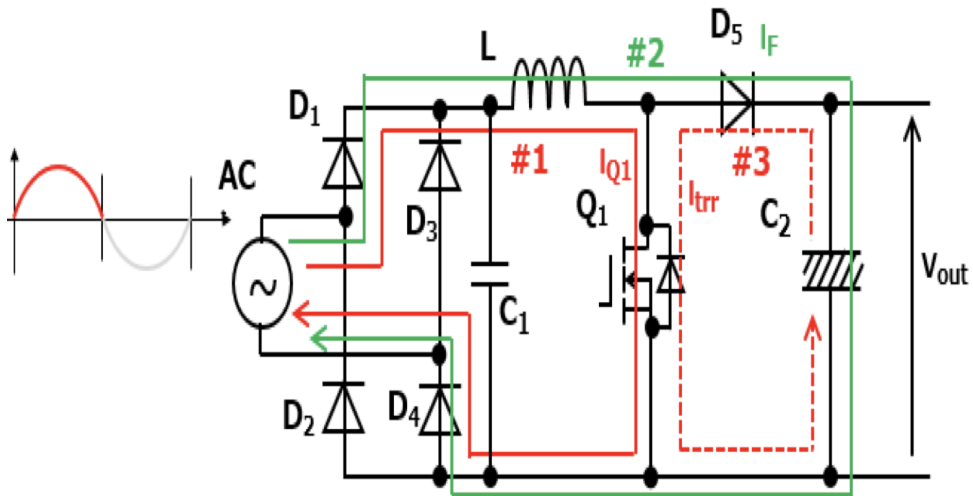
Obrázek 3.10: Průběhy napětí a proudu u částečně spínaného PFC [8]

#### ■ Aktivní PFC

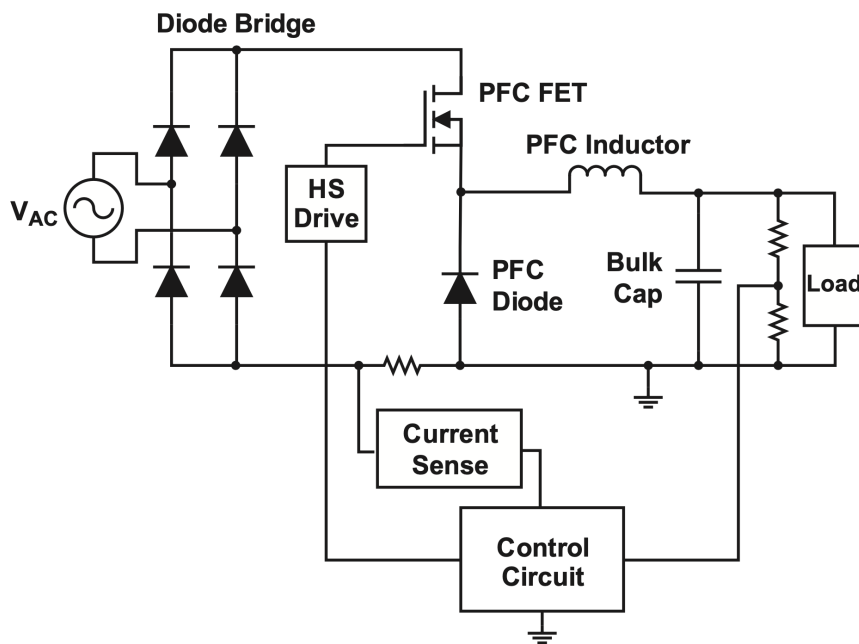
Pro úpravu průběhu proudu využívají spínaných obvodů. Základní variantou je zapojení na obrázku 3.11. Pomocí připojení cívky za výstup usměrňovače a jejího opakovaného připojování a odpojování k zemi pomocí řízeného spínače lze řídit odebíraný proud z elektrické sítě a tvarovat jeho průběh.

Další možností je využití obvodů spínaných DC-DC měničů připojených za vstupní usměrňovač. Mezi běžně používané obvody patří například

buck konvertor, boost konvertor nebo buck-boost konvertor. Na obrázku 3.12 je zobrazen příklad zapojení PFC pomocí buck konvertoru.



Obrázek 3.11: Principiální schéma jednoduchého aktivního PFC [8]



Obrázek 3.12: Příklad buck PFC [9]

## 3.2 Generátor výstupního napětí

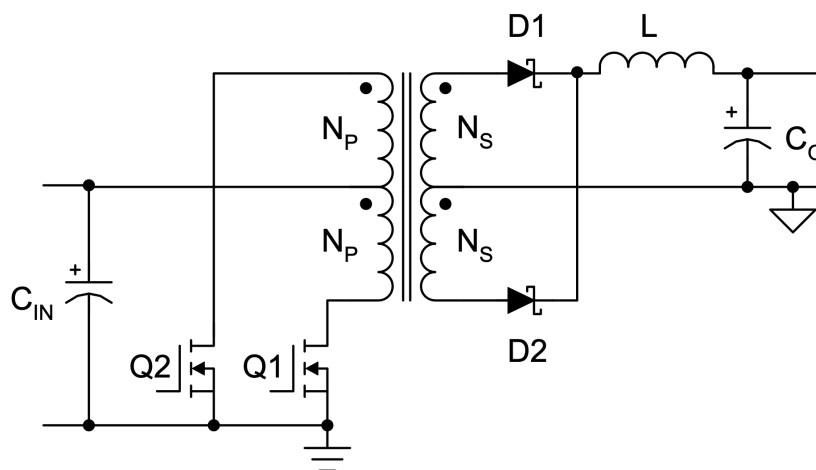
Aby bylo možné ovládat výstupní napětí generátoru, je zapotřebí určitého řízeného napěťového zdroje, který bude schopen dodat požadované napětí a dostatečný výkon. Pro tento účel je možné využít DC-DC měnič. Dále budou popsány topologie měničů, které umožňují zvýšení i snížení vstupního napětí a jsou vhodné pro dodání výkonu 500 W.

### Topologie

Pro tuto aplikaci jsou vhodné měniče s transformátorem, který zajistí galvanické oddělení od elektrické napájecí sítě. To je potřebné, aby bylo možné uzemnit jeden pól zátěže, ale také pro bezpečnost obsluhy. Následující vzorce pro přenosy měničů byly převzaty z literatury [10].

#### Push-Pull

Výhodou tohoto zapojení je, že se dá použít zároveň jako koncový stupeň generátoru, a jsou zapotřebí tranzistory s nižším maximálním blokovacím napětím, než je výstupní napětí měniče. Není tedy potřeba samostatný měnič napětí. Nevýhodou zapojení je, že tranzistory musí mít dvojnásobné blokovací napětí než je vstupní napětí. Dále při použití pro koncový stupeň bude výstupní signál zkreslený transformátorem. Obvykle se využívá pro výkony do 500 W. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.13. Napěťový přenos měniče je dán vztahem (3.4).



Obrázek 3.13: Zapojení push-pull měniče [10]

$$M_V = 2 \cdot D \cdot n \quad (3.4)$$

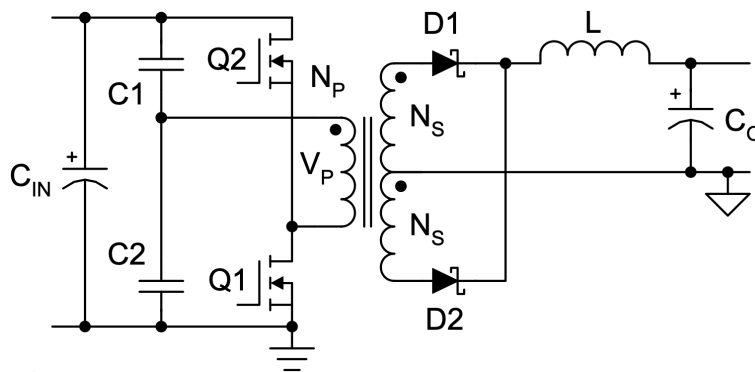
Kde:

$D$  [-] je střída řídicího signálu ( $D < 0,5$ ),

$n = \frac{N_s}{N_p}$  [-] je poměr závitů transformátoru.

#### ■ Half-bridge

Tato topologie využívá dva kondenzátory pro vytvoření polovičního vstupního napětí, a pomocí tranzistorů spíná na vstup transformátoru její kladnou a zápornou hodnotu. Výhodou tohoto zapojení je, že tranzistory musí mít blokovací napětí pouze o velikosti vstupního napětí. Kvůli sníženému napětí ale teče tranzistory dvojnásobný proud než např. u full-bridge měniče. Přínosem dělicích kondenzátorů je, že odstraňují stejnosměrnou složku proudu transformátorem a zamezují jeho saturaci. Využívá se pro výkony do 500 W. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.14. Napěťový přenos měniče je dán vztahem (3.5).

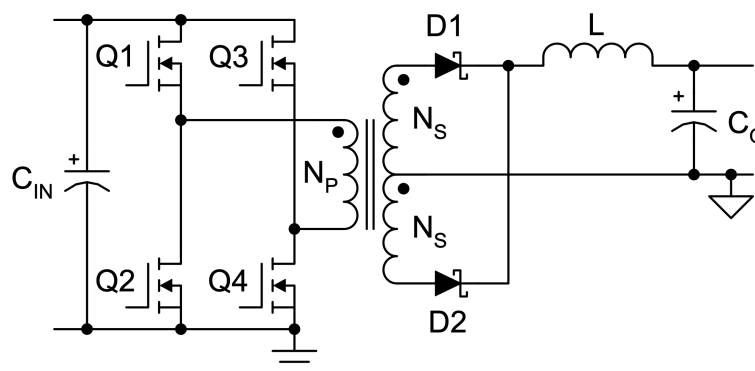


Obrázek 3.14: Zapojení half-bridge měniče [10]

$$M_V = D \cdot n \quad (3.5)$$

#### ■ Full-bridge

Toto zapojení je odvozeno ze zapojení half-bridge, kde se místo dělicích kondenzátorů použijí další tranzistory. Tím je dosaženo toho, že se na vstup transformátoru přepíná kladná a záporná hodnota celého vstupního napětí. Tuto topologii je možné využívat i pro vyšší výkony nad 500 W. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.15. Napěťový přenos měniče je dán vztahem (3.6).



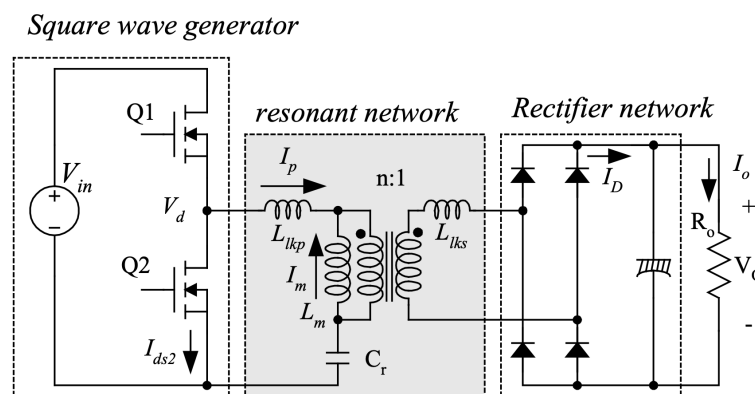
Obrázek 3.15: Zapojení full-bridge měniče [10]

$$M_V = 2 \cdot D \cdot n \quad (3.6)$$

Nevýhodou zapojení je dvojnásobné množství spínacích součástek a jejich budičů. Toto zapojení je ale schopné dodat nejvyšší výkon ze všech uvedených zapojení ( $> 1 \text{ kW}$ ).

#### ■ Rezonanční (LLC)

Rezonanční měniče se používají zejména pro snížení spínacích ztrát. Toho je dosaženo přidáním kondenzátoru a cívky do série s primárním vinutím transformátoru, a spínáním na jejich rezonanční frekvenci. Toto spínání probíhá vždy při průchodu napětí nulou (tzv. soft switching), a tudíž dochází k velmi nízkým spínacím ztrátám v tranzistorech. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.16. Napěťový přenos měniče je dán vztahem (3.7).



Obrázek 3.16: Zapojení LLC měniče [10]

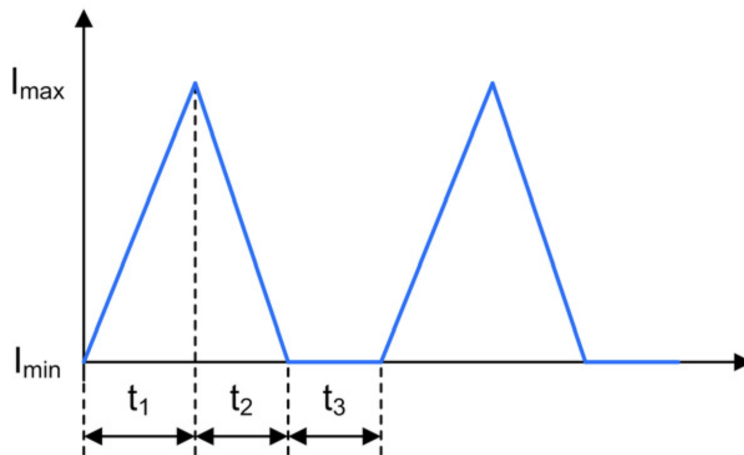
$$M_V = 2 \cdot D \cdot n \quad (3.7)$$

### ■ Pracovní režimy měniče napětí

Měniče napětí se dají dále dělit podle průběhu proudu na výstupní tlumivce.

#### ■ Nespojité režim

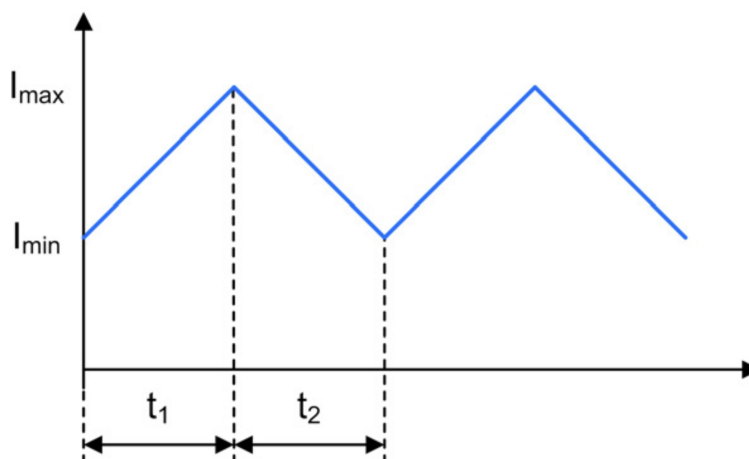
dále DCM, je charakterizován nespojitým průběhem proudu, zobrazeným na obrázku 3.17. Zvlnění výstupního proudu je tak velké, že proud v každé periodě klesne na nulovou hodnotu.



Obrázek 3.17: DCM režim měniče napětí [11]

#### ■ Kontinuální režim

dále CCM, je režim, ve kterém proud tlumivkou nikdy neklesne na nulovou hodnotu. Protéká jí trvale proud. Musí být tedy dimenzována tak, aby bylo zabráněno její saturaci. Průběh je zobrazen na obrázku 3.18.



Obrázek 3.18: CCM režim měniče napětí [11]

- **Kritický režim**

dále CRM, je režim, u kterého se proud při poklesu na nulovou hodnotu začne opět zvyšovat. Jedná se tedy o rozhraní DCM a CCM módu. Pro operaci v tomto režimu je vyžadována konkrétní velikost střídý řídicího signálu.

## 3.3 Koncový stupeň

Koncový stupeň je obvod, který slouží k přepínání definovaných napěťových úrovní vstupu na jeho výstup. Používají se zde výkonové spínací součástky (MOSFET, IGBT. . .). Koncové stupně je možné dělit podle počtu napěťových úrovní, které jsou schopny připojit na výstup. Základní varianty jsou dvouúrovňové a tříúrovňové, ale ve specifických případech se objevují i generátory s mnohem vyšším počtem napěťových úrovní. Vždy musí být zajištěno, že všechny napěťové úrovně jsou bezpečně odpojeny, než bude některé připojeno na výstup. Jinak by došlo ke zkratu napájení a možnému poškození zařízení. Z důvodu bezpečnosti by měly být výstupní napěťové zdroje galvanicky oddělené od napájecí elektrické sítě.

### 3.3.1 Topologie

- **Dvouúrovňový**

Tento typ má možné pouze dvě výstupní napěťové úrovně. Obvykle to bývá kladné a záporné napětí o stejné velikosti. Typická zapojení v této topologii jsou polomůstek a můstek zobrazená na obrázcích 3.19 a 3.20.

- **Tříúrovňový**

Tento typ má oproti dvouúrovňovému jednu napěťovou úroveň navíc, což obvykle bývá nulové napětí. Na výstup tedy může přivést hodnoty napětí  $+V_{out}$ ,  $-V_{out}$ ,  $0$  V. Běžně se používají dvě základní zapojení:

- **Zapojení T-typ**

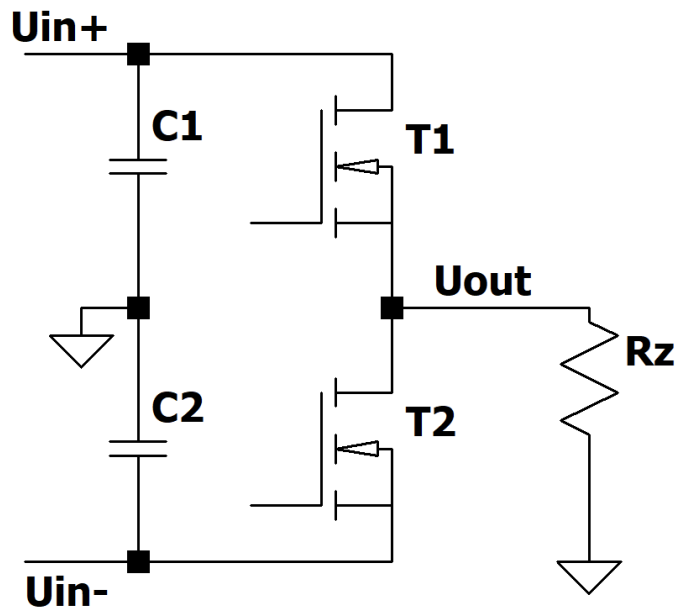
Toto zapojení využívá čtyři tranzistory. Dva pro spínání kladného a záporného napětí, a dva antisériově zapojené tranzistory pro spínání nuly. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.21.

- **Zapojení diode clamped**

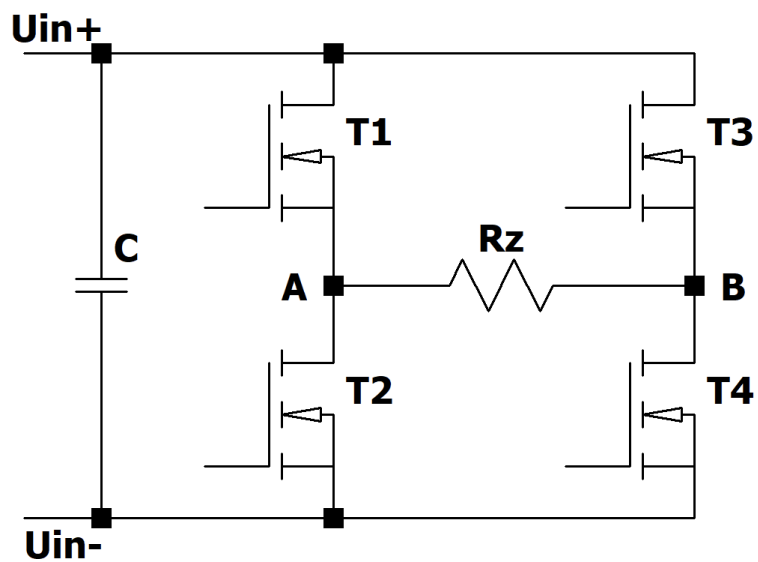
Toto zapojení využívá kromě čtyř tranzistorů navíc dvě diody pomocí kterých se spíná nulové napětí. Výhodou tohoto zapojení je, že díky sériovému zapojení dvou tranzistorů v kladné a záporné větvi dokáže pracovat s dvojnásobným výstupním napětím oproti zapojení T-typ. Jsou zde ale navíc ztráty na přidaných diodách. Zapojení je zobrazeno na obrázku 3.22a.

Pro další vylepšení je možné nahradit diody tranzistory, čímž se

sníží výkonové ztráty zapojení. Nevýhodou je potřeba většího počtu spínačů a jejich budičů. Vylepšené zapojení je znázorněno na obrázku 3.22b.

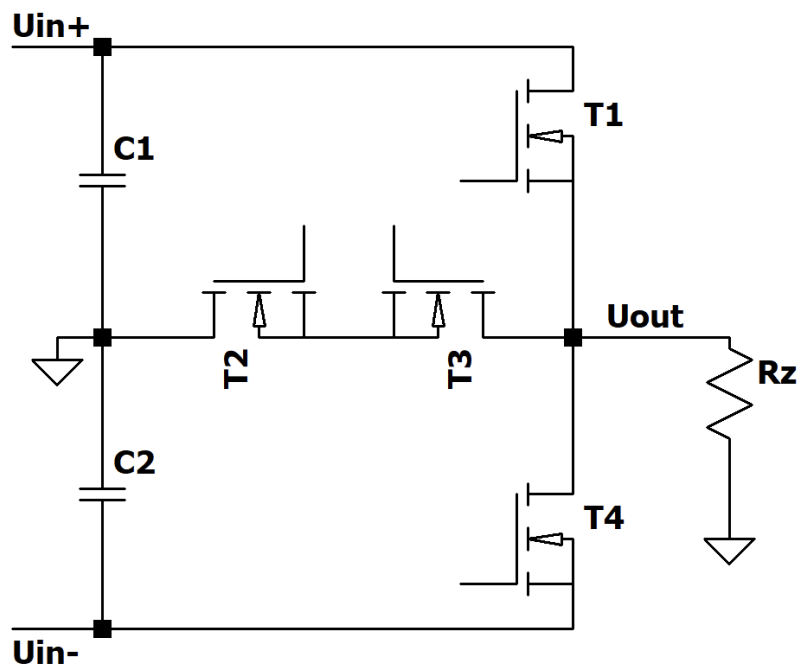


Obrázek 3.19: Zapojení polomůstku

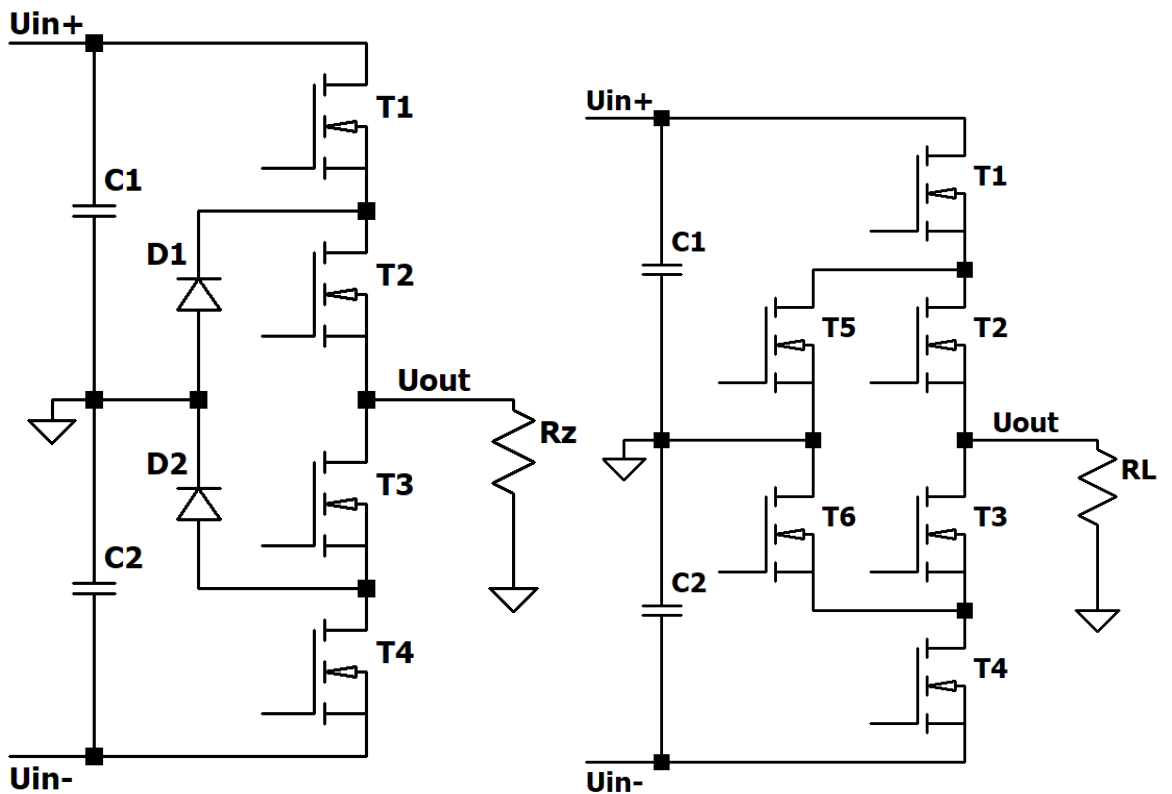


Obrázek 3.20: Zapojení můstku





Obrázek 3.21: Koncový stupeň v zapojení T typ



(a) : Použití diod

(b) : Nahrazení diod tranzistory

Obrázek 3.22: Koncový stupeň v zapojení diode clamped

### ■ 3.3.2 Budiče výkonových tranzistorů

Volba budiče se může lišit podle zvolené technologie tranzistorů. Výkonové SiC MOSFET tranzistory jsou výrazně rychlejší než klasické křemíkové a jsou schopné zpracovávat vyšší výkony. To klade větší požadavky na budiče, které musí být schopné dodat velké spínací proudy na vysoké frekvenci. Kvůli vysoké rychlosti sepnutí je ale technologie SiC náchylnější na oscilace v hradle tranzistoru. Z tohoto důvodu se doporučuje používat nízké hodnoty hradlových odporů. Typické spínací a rozpínací napětí bývá 15 V a -5 V. [12]

### ■ 3.3.3 Ochrany generátoru

Existuje spousta možností, jak může dojít k poškození generátoru. Z toho důvodu je nutné využívat různé typy ochran, které při výskytu nebezpečných provozních podmínek zastaví chod zařízení předtím, než dojde k jeho poškození. Dále budou popsány základní typy ochran, které může zařízení obsahovat.

#### ■ Přepětová ochrana

Ochrana proti nebezpečně vysokému napětí na spínačích koncového stupně. Může k ní dojít například kvůli přepětí v síti, poruše řízení či zpětné vazby měniče napětí. Důsledkem může být poškození spínacích prvků nebo výstupních kondenzátorů. Pokud je tato situace detekována, dojde k vypnutí buzení všech výkonových částí, případně k odpojení od napájení.

#### ■ Zkratová ochrana

Zajišťuje ochranu při vzniku zkratu na výstupu měniče nebo koncového stupně. Při vzniku této situace odpojí buzení výkonových částí. Zkratová ochrana lze realizovat několika různými způsoby.

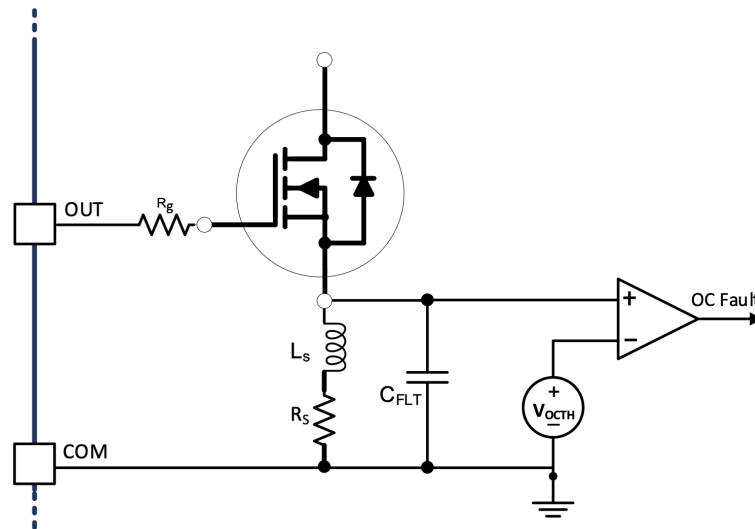
##### ■ Bočník

Jedná se o umístění rezistoru s malým odporem do cesty výkonového proudu a měření jeho napětí. Pokud dojde ke zkratu, výrazně se navýší proud a je detekován zvýšením napětí na bočníku. Jedná se o velmi jednoduché zapojení, ale jeho nevýhodami jsou výkonová ztráta na bočníku a přidaná indukčnost odporu v cestě výkonového proudu. Na obrázku 3.23 je zobrazen příklad zapojení a vyhodnocení zkratové ochrany pomocí bočníku.

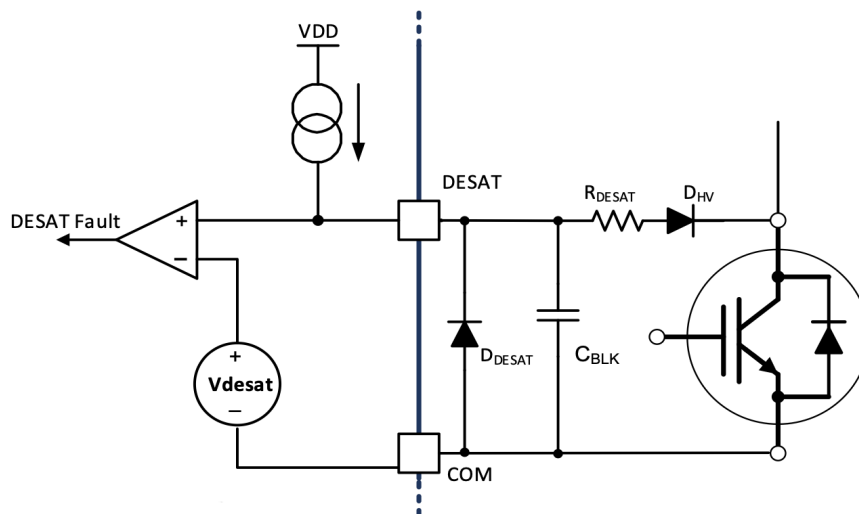
##### ■ Desaturace

Desaturační ochrana je založena na měření napětí na tranzistoru určitý časový úsek poté, kdy by měl být sepnutý. Pokud je detekováno vyšší napětí než určitá mez, znamená to, že tranzistor není plně sepnutý a hrozí

jeho poškození. Lze použít i vylepšenou desaturační ochranu, která může být vícestupňová. To znamená, že se úbytek na tranzistoru měří v několika různých časech od sepnutí. Příklad zapojení a vyhodnocení je zobrazen na obrázku 3.24.



Obrázek 3.23: Zkratová ochrana pomocí bočníku [13]

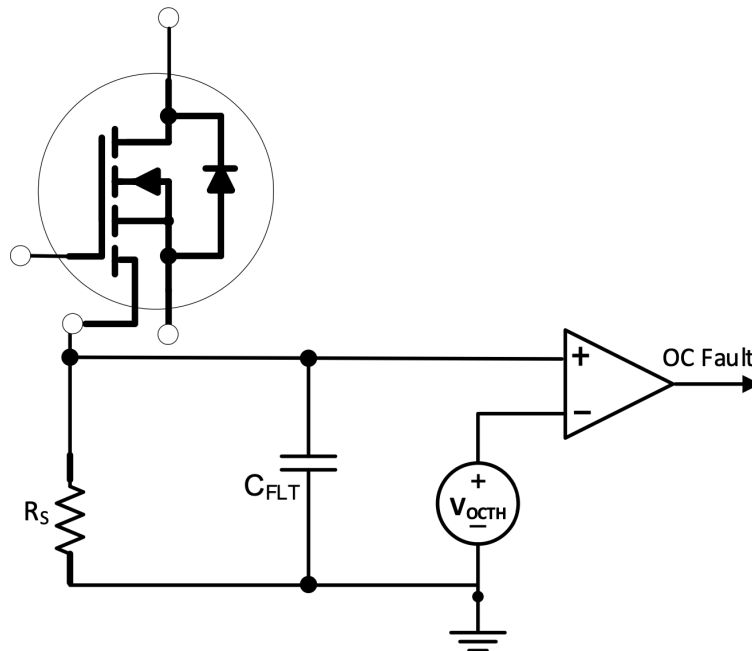


Obrázek 3.24: Zkratová ochrana pomocí desaturace [13]

#### ■ Sense FET

Tato technologie vyžaduje speciální spínací součástky, které mají vyvedené dva emitory. Jeden je výkonový, druhý je určen pro měření proudu tranzistorem. Zabírá určitou plochu emitoru na čipu a odvádí malý kontrolní proud, který je měřen pomocí bočníku. Tato metoda je obecně nejvhodnější. Proud pomocným emitemem je malý, tudíž nedochází k velkým výkonovým ztrátám a generaci tepla na bočníku. Navíc nestavíme

bočnick a jeho parazitní vlastnosti do cesty výkonového proudu. Velmi málo výrobců ale tuto metodu implementuje. Příklad zapojení a vyhodnocení je zobrazen na obrázku 3.25.



Obrázek 3.25: Zkratová ochrana pomocí sense FET [13]

### ■ Podpěťová ochrana

Tato ochrana slouží k detekci nízkého spínacího napětí, při kterém by se tranzistor nedostal do saturační oblasti. Pokud by budič sepnul tranzistor nízkým napětím, dostal by se do lineární oblasti a mohl by být zničen kvůli velké výkonové ztrátě. Mohl by se také dostat do oblasti, kde není účinná desaturační ochrana. Pokud budič detekuje nižší napětí než je definované minimum, vypne buzení.

### ■ Teplotní ochrana

Jedná se o ochranu proti delšímu lehkému přetížení nebo například poruše chlazení přístroje. Měří se a je vyhodnocena teplota chladiče, nebo přímo spínacích součástek. Pro realizaci je možné využít například termistor nebo bimetalové čidlo.

### ■ Nadproudová ochrana zátěže

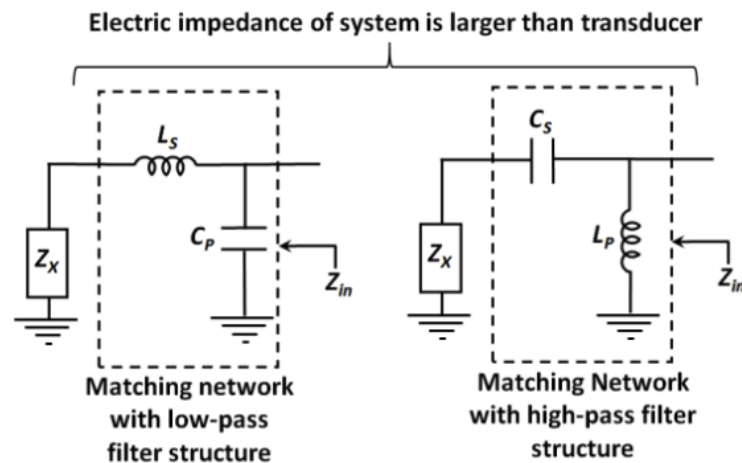
Nadproudová ochrana funguje na principu měření proudu zátěží. Je možné detekovat příliš velký proud zátěží, nebo například zkrat na zátěži nebo jejím přívodním kabelu.

### ■ Výkonová ochrana zátěže

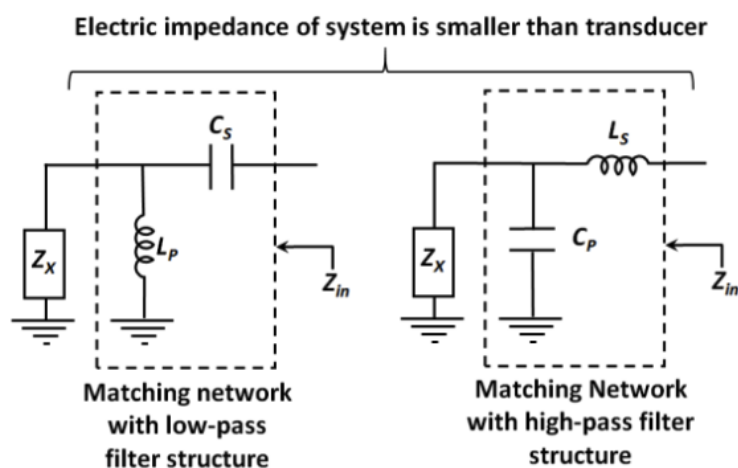
Jedná se o měření napětí a proudu zátěže, ze kterých se vypočte její výkon. Může být nastavena maximální hodnota výkonu na zátěži, která nesmí být překročena. Pokud k tomu dojde, zastaví se činnost generátoru.

## ■ 3.4 Impedanční přizpůsobení

Používá se pro naladění rezonanční frekvence výstupního obvodu, tvořeného přizpůsobovacím členem a připojenou zátěží v podobě elektro-akustického měniče, na pracovní frekvenci měniče. V rezonanci se zvýší pracovní napětí na zátěži a zefektivní se činnost měniče. Bez impedančního přizpůsobení by nebylo možné dostat do zátěže požadovaný výkon [5]. Na obrázcích 3.26 a 3.27 jsou zobrazeny základní možnosti impedančního přizpůsobení v závislosti na impedanci měniče a výstupu generátoru.



**Obrázek 3.26:** Možné přizpůsobení pro zátěž s nižší impedancí než je impedance zdroje [5]



**Obrázek 3.27:** Možné přizpsobení pro zátěž s vyšší impedancí než je impedance zdroje [5]

## 3.5 Tranzistory pro koncový stupeň

### 3.5.1 Porovnání technologií Si, SiC a GaN

Pro koncový stupeň generátoru se používají výkonové tranzistory, které je potřeba vybrat podle různých parametrů generátoru, jako např. maximální zpracovávaný výkon, spínací frekvence, maximální napětí a proud. Podle těchto parametrů lze dále usoudit, jestli zvolit klasickou technologii Si, nebo např. SiC či GaN.

Výkonové součástky na bázi křemíku dnes již pomalu dosahují maxima svých možností. To vedlo k vývoji materiálů, které by umožnily další zlepšení parametrů spínacích součástek. Velice perspektivní jsou dnes materiály s velkou šířkou zakázaného pásu, které se vyznačují tím, že energie potřebná pro přechod elektronu mezi valenčním a vodivostním pásem je vyšší než 2 eV. Mezi ně patří například karbid křemíku (SiC) nebo nitrid galia (GaN). Hlavními výhodami, které tyto materiály přinášejí, jsou násobně vyšší blokovací napětí, lepší tepelná vodivost, vyšší výkonová hustota a vyšší spínací frekvence. Toto jsou všechno kritické parametry výkonových součástek, jejichž zlepšení přináší velké množství výhod [14]. Základní parametry technologií Si, SiC a GaN jsou porovnány v tabulce 3.1. Na obrázku 3.28 jsou znázorněny orientační oblasti využití různých typů spínacích součástek.

Pro SiC je oproti Si charakteristické výrazně vyšší blokovací napětí, tepelná vodivost a nižší pohyblivost elektronů, která je vyvážena možností násobně vyšší dotace příměsí. Uplatnění nachází zejména v měničích se středním až vysokým výkonem (jednotky až desítky kW) a středně vysokými frekvencemi (desítky kHz až jednotky MHz).

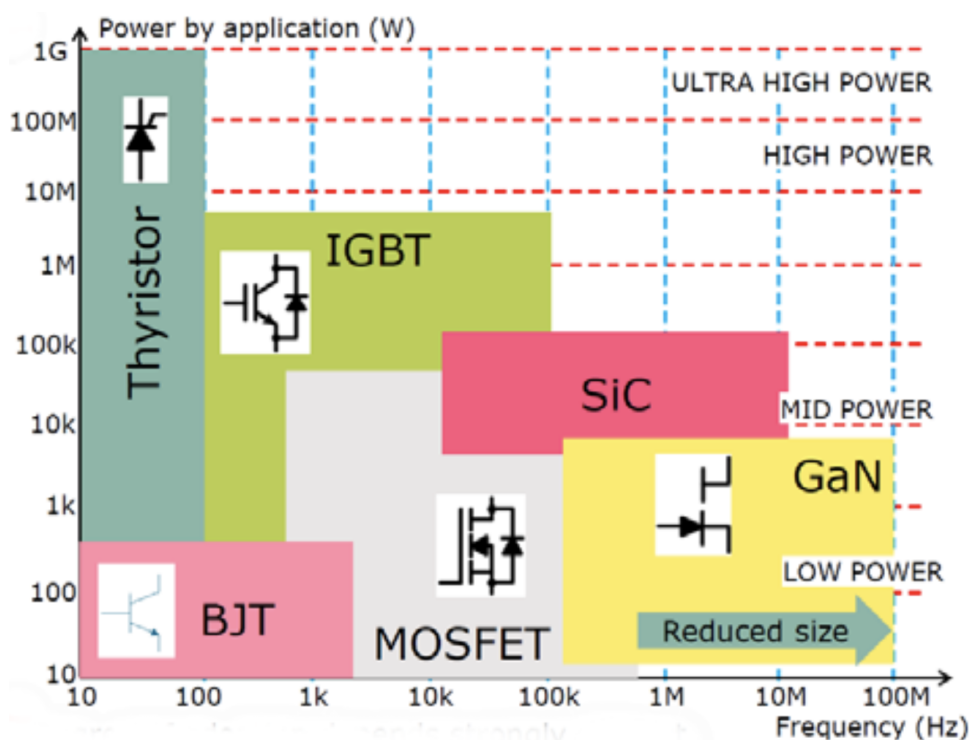
GaN má oproti Si výrazně vyšší elektronovou rychlost a srovnatelnou tepelnou

**Tabulka 3.1:** Porovnání základních parametrů širokopásmových polovodičů s Si [14]

Základní materiál	Si	SiC-4H	GaN
Šířka zakázaného pásu [eV]	1,1	<b>3,2</b>	<b>3,4</b>
Průrazné elektrické pole [ $10^6 V/cm$ ]	0,3	<b>3</b>	<b>3,5</b>
Pohyblivost elektronů [ $cm^2/V \cdot s$ ]	1450	900	<b>2000</b>
Nasyčená elektronová rychlost [ $10^6 cm/s$ ]	10	22	<b>25</b>
Tepelná vodivost [ $W/cm \cdot K$ ]	1,5	<b>5</b>	1,3

vodivost. Ideální aplikace je pro vysoké spínací frekvence (v řádech MHz) při nízkém až středním výkonu. Dnes jsou běžně dostupné SiC MOSFETy s blokovacím napětím od 600 V do 1700 V. Objevují se i modely s maximálním napětím až 2000 V.

GaN má sice vyšší průrazné elektrické napětí než SiC, ale zatím je možné z něj vyrobit pouze tenkou vrstvu. Z toho důvodu jsou dostupné GaN součástky s maximálním blokovacím napětím 600 V. Pokud se tedy nejedná o aplikaci s velmi vysokou spínací frekvencí, nebo vysokými výkony na nízkých frekvencích, nemá dnes zatím technologie SiC konkurenci.

**Obrázek 3.28:** Oblasti využití různých typů spínačů [14]

### ■ Příklady komerčně dostupných součástek

V tabulkách 3.2, 3.3 a 3.4 jsou uvedeny základní parametry vybraných komerčně dostupných Si MOSFET, SiC FET a GaN FET tranzistorů. Aby bylo možné porovnat jejich parametry, byly vybrány tranzistory se stejným definovaným maximálním napětím a nominálním proudem.

**Tabulka 3.2:** Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s  $V_{DS} = 600 \text{ V}$  [15], [16], [17]

Technologie	Si	SiC	GaN
Model	IPW60R070CFD7	C3M0060065D	IGO60R070D1
$V_{DS} \text{ max [V]}$	600	650	600
$R_{DSon} \text{ max [m}\Omega\text{]}$	70	60	70
$I_D \text{ nom [A]}$	31	29	31
$I_{Dpulse} \text{ [A]}$	129	99	60
$Q_G \text{ [nC]}$	67	46	5,8

**Tabulka 3.3:** Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s  $V_{DS} = 900 \text{ V}$  [18], [19]

Technologie	Si	SiC	GaN
Model	IPW90R120C3	C3M0065090D	Není
$V_{DS} \text{ max [V]}$	900	900	Není
$R_{DSon} \text{ max [m}\Omega\text{]}$	120	65	Není
$I_D \text{ nom [A]}$	36	36	Není
$I_{Dpulse} \text{ [A]}$	96	90	Není
$Q_G \text{ [nC]}$	270	35	Není

**Tabulka 3.4:** Parametry vybraných komerčně dostupných tranzistorů s  $V_{DS} = 1200 \text{ V}$  [20]

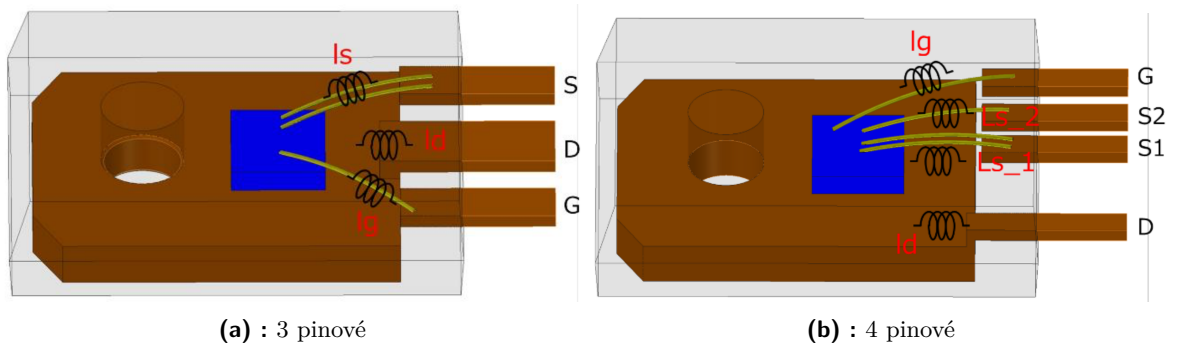
Technologie	Si	SiC	GaN
Model	Není	GP2T040A120H	Není
$V_{DS} \text{ max [V]}$	Není	1200	Není
$R_{DSon} \text{ max [m}\Omega\text{]}$	Není	37	Není
$I_D \text{ nom [A]}$	Není	63	Není
$I_{Dpulse} \text{ [A]}$	Není	160	Není
$Q_G \text{ [nC]}$	Není	118	Není

Z hodnot v tabulkách je patrné, že SiC a GaN tranzistory jsou schopné pracovat na výrazně vyšších frekvencích z důvodu podstatně nižších spínacích ztrát, díky nižšímu náboji hradla  $Q_G$ . SiC má navíc nižší vodivostní ztráty oproti Si.

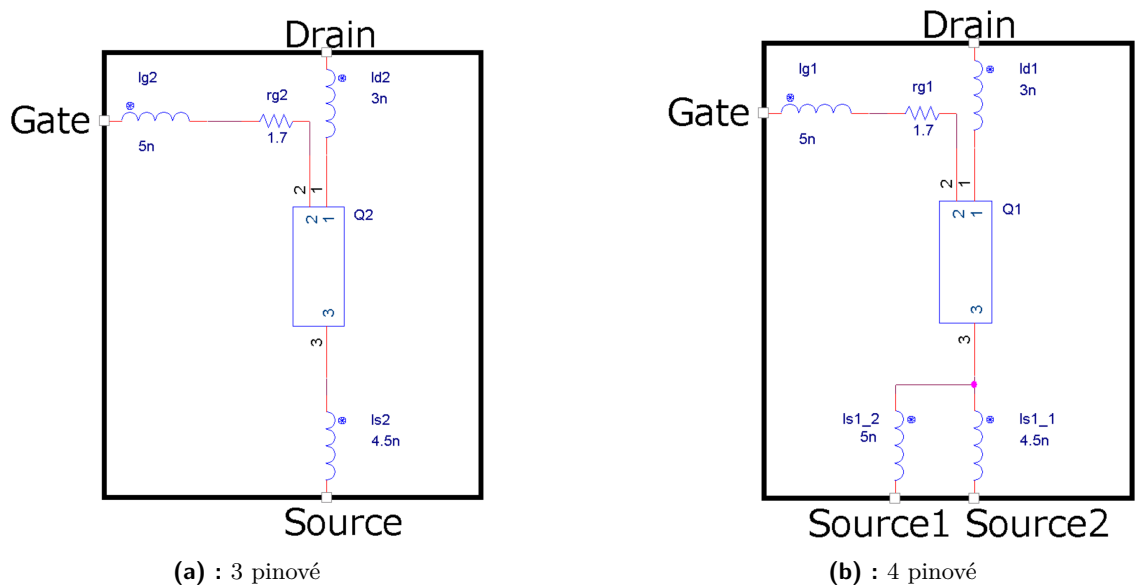


### 3.5.2 Typy pouzder a jejich vlastnosti

V dnešní době je pro výkonové tranzistory velmi používané pouzdro typu TO-247, které je obvykle dostupné ve variantách se třemi nebo čtyřmi vývody, které jsou zobrazené na obrázku 3.29. Pouzdro se čtyřmi vývody má vyveden navíc takzvaný Kelvin source. Budič tranzistoru je připojen mezi hradlo a Kelvin source. Díky tomu je spínací signál oddělený od výkonového signálu na výstupu. Velmi zásadní výhoda čtyřvývodového pouzdra je nižší indukčnost budícího vstupu, která zajišťuje lepší spínací vlastnosti tranzistoru. U třívývodového pouzdra může jednodušeji dojít k oscilaci spínacího napětí tranzistoru. To pro potlačení vyžaduje zvýšení odporu v hradle tranzistoru, což vede ke snížení spínacího proudu, a v důsledku toho k nižší maximální pracovní frekvenci a vyšším spínacím ztrátám z důvodu pomalejšího spínání tranzistoru. Navíc hrozí vyšší nebezpečí parazitního sepnutí tranzistoru kvůli Millerově kapacitě.



Obrázek 3.29: Varianty pouzdra TO-247 [21]



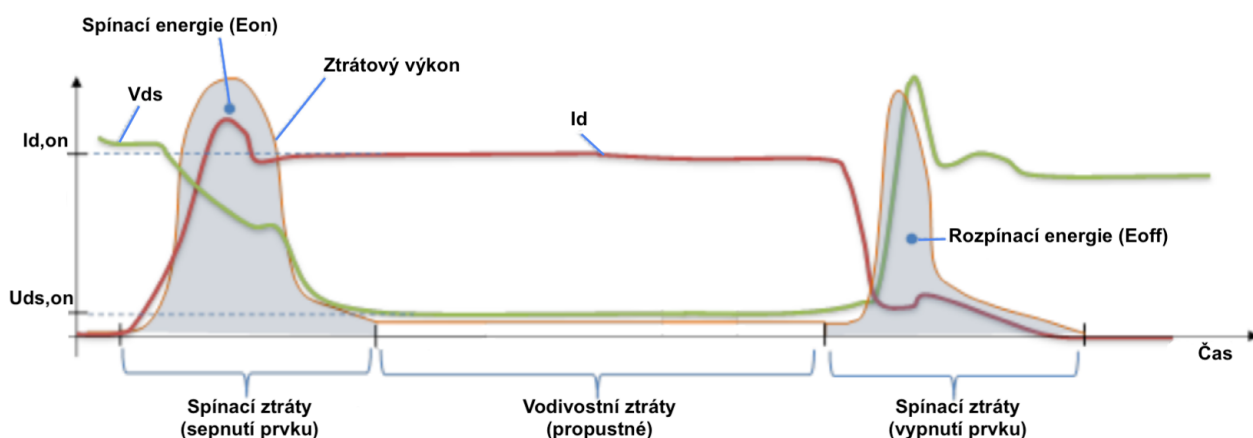
Obrázek 3.30: Náhradní schémata pouzdra TO-247 [21]



## Kapitola 4

### Rozbor ztrát

Ztráty na spínacích prvcích omezují maximální pracovní frekvenci a zpracovávaný výkon součástky. Snižují celkovou účinnost zapojení a mají přímý vliv na potřebnou velikost chladiče. Z těchto důvodů se je vždy snažíme minimalizovat. Ztráty na spínacích prvcích se dělí na statické a dynamické.



Obrázek 4.1: Vizualizace výkonových ztrát tranzistoru [14]

#### 4.1 Statické ztráty

Jedná se o výkon na součástce v sepnutém stavu, který je znázorněn na obrázku 4.1. Je dán odporem tranzistoru v sepnutém stavu a velikostí průchozího proudu. V rozepnutém stavu je ztrátový výkon minimální a oproti ostatním ztrátám zanedbatelný. Následující vzorce pro statické ztráty byly převzaty z literatury [14].

$$u_{DS}(i_D) = R_{DSon}(i_D) \cdot i_D [V] \quad (4.1)$$

$$p_{con}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DSon}(i_D) \cdot i_D^2(t) [W] \quad (4.2)$$

$$P_{conT} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{con}(t) dt [W] \quad (4.3)$$

Kde:

$u_{DS}$  [V] je okamžité napětí na tranzistoru,

$R_{DSon}$  [ $\Omega$ ] je odpor kanálu v sepnutém stavu,

$i_D$  [A] je okamžitý proud tranzistorem,

$p_{con}$  [W] je okamžitý ztrátový výkon na tranzistoru,

$P_{conT}$  [W] je průměrný ztrátový výkon na tranzistoru.

Pokud uvažujeme výkon v sepnutém stavu za konstantní, vztah se dále zjednoduší.

$$P_{conT} = R_{DSon} \cdot I_{Drms}^2 [W] \quad (4.4)$$

Kde:

$I_{Drms}$  [A] je efektivní hodnota proudu tranzistorem.

## 4.2 Dynamické ztráty

Tyto ztráty představují energii spotřebovanou při spínání a rozpínání tranzistoru. Rostou se spínací frekvencí a pracovním napětím a proudem tranzistoru. Znázorněné jsou na obrázku 4.1. Následující vztahy byly převzaty z literatury [14].

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt [J] \quad (4.5)$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt [J] \quad (4.6)$$

$$P_{sw\_on} = \frac{1}{T_{sw}} E_{on} = f_{sw} \cdot E_{on} [W] \quad (4.7)$$

$$P_{sw\_off} = \frac{1}{T_{sw}} E_{off} = f_{sw} \cdot E_{off} [W] \quad (4.8)$$

$$P_{sw} = P_{sw\_on} + P_{sw\_off} [W] \quad (4.9)$$

Kde:

$E_{on}$  [J] je energie pro sepnutí tranzistoru,

$E_{off}$  [J] je energie pro rozepnutí tranzistoru,

$t_{on}$  [s] je čas pro sepnutí tranzistoru,

$t_{off}$  [s] je čas pro rozepnutí tranzistoru,

$P_{sw\_on}$  [W] je celkový výkon pro spínání tranzistoru,

$P_{sw\_off}$  [W] je celkový výkon pro rozpínání tranzistoru,

$P_{sw}$  [W] jsou celkové spínací ztráty tranzistoru.

Energie pro sepnutí  $E_{on}$  a rozepnutí  $E_{off}$  jsou obvykle udané výrobcem v datasheetu součástky.

## 4.3 Ztráty budiče

Aby teplota budiče nepřesáhla povolenou pracovní teplotu, je zapotřebí počítat s jeho výkonovou ztrátou. Ta je dána klidovou spotřebou a spínacími ztrátami. Vzorce pro výpočet výkonových ztrát a teploty budiče byly převzaty z datasheetu budiče od firmy Texas Instruments [22].

$$P_{DR} = P_Q + P_{DR\_sw} [W] \quad (4.10)$$

$$P_Q = I_Q \cdot (V_{DD} - V_{EE}) [W] \quad (4.11)$$

$$P_{DR\_sw} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{R_{OH\_EFF}}{R_{OH\_EFF} + R_{ON} + R_{G\_int}} + \frac{R_{OL}}{R_{OL} + R_{OFF} + R_{G\_int}} \right) \cdot (V_{DD} - V_{EE}) \cdot f_{sw} \cdot Q_g [W] \quad (4.12)$$

Kde:

$P_{DR}$  [W] je celkový ztrátový výkon budiče,

$P_Q$  [W] jsou klidové ztráty budiče,

$P_{DR\_sw}$  [W] jsou spínací ztráty budiče,

$I_Q$  [A] je klidový vstupní proud budiče,

$R_{OH\_EFF}$  [ $\Omega$ ] je efektivní odpor hybridní pull up struktury, (přibližně 2x  $R_{OL}$ ),

$R_{OL}$  [ $\Omega$ ] je interní pull-down odpor budiče,

$R_{ON}$  [ $\Omega$ ] je externí spínací rezistor hradla,

$R_{OFF}$  [ $\Omega$ ] je externí rozpínací rezistor hradla,

$R_{G\_int}$  [ $\Omega$ ] je vnitřní odpor hradla tranzistoru,

$Q_g$  [C] je celkový náboj hradla tranzistoru,

$f_{sw}$  [Hz] je spínací frekvence.

Teplota budiče se dá vyjádřit pomocí vztahu:

$$T_{j,DR} = T_b + \psi_{jb} \cdot P_{DR} [^{\circ}C] \quad (4.13)$$

Kde:

$T_{j,DR}$  [ $^{\circ}C$ ] je teplota čipu budiče,

$T_b$  [ $^{\circ}C$ ] je teplota plošného spoje,

$\psi_{jb}$  [ $^{\circ}C/W$ ] je tepelný odpor mezi čipem budiče a plošným spojem,

$P_{DR}$  [W] je ztrátový výkon budiče.



## Kapitola 5

### Návrh generátoru

V této části je popsán postup návrhu generátoru. Návrh probíhá od koncového stupně, neboť jsou pro něj definované parametry v zadání. Z časových důvodů nebylo realizováno napájení generátoru z elektrické sítě (vstupní usměrňovač a obvod pro PFC), které bude doplněno později. V této práci tedy nebude popsáno. Generátor bude testován při napájení měniče napětí ze zdroje 320 V, simulujícího usměrněné síťové napětí.

#### 5.1 Požadované parametry generátoru

Generátor bude mít frekvenční rozsah 15-60 kHz a výstupní napětí nastavitelné v rozmezí 150-600 V. Oba tyto parametry budou digitálně nastavitelné. Celkový výkon měniče napětí bude 500 W, tedy 250 W pro kladné napájecí napětí a 250 W pro záporné napájecí napětí.

#### 5.2 Parametry zatěžovacích prvků

Generátor bude určen pro různé zátěže v podobě piezoelektrických měničů. Testován bude na následujících vybraných sonotrodách, u kterých byla pomocí RLC metru změřena kapacita měniče  $C_m$ , ekvivalentní sériový odpor  $R_{m,s}$  a ekvivalentní paralelní odpor  $R_{m,p}$ . Hodnoty byly měřeny na frekvenci 20 kHz, která je blízká pracovní frekvenci měničů. Tyto změřené parametry však neodpovídají náhradnímu modelu na obrázku 2.5. Pro jejich stanovení by bylo zapotřebí náročnějšího postupu. Fotografie jednotlivých měničů jsou zobrazeny v příloze A.

- **Piezoelektrický měnič pro ultrazvukové čističky**

$$C_m=4,5 \text{ nF}, R_{m,s}=3,6 \text{ } [\Omega], R_{m,p}=890 \text{ } [\text{k}\Omega]$$

- **Měnič pro ultrazvukové čističky s přidanou mechanickou soustavou**

$$C_m=3,3/26 \text{ nF}, R_{m,s}=860 [\Omega], R_{m,p}=980 [\Omega]$$

- **Sonotroda 1 pro sonochemii, průměr D=15 mm**

$$C_m=14,1 \text{ nF}, R_{m,s}=8,5 [\Omega], R_{m,p}=38,3 [\text{k}\Omega]$$

- **Sonotroda 2 pro sonochemii, průměr D=20 mm**

$$C_m=16,5 \text{ nF}, R_{m,s}=2,4 [\Omega], R_{m,p}=96 [\text{k}\Omega]$$

- **Sonotroda 3 pro sonochemii, průměr D=25 mm**

$$C_m=18 \text{ nF}, R_{m,s}=3,2 [\Omega], R_{m,p}=61 [\text{k}\Omega]$$

- **Sonotroda pro sonochemii značky Branson**

$$C_m=11,7 \text{ nF}, R_{m,s}=4,6 [\Omega], R_{m,p}=96 [\text{k}\Omega]$$

## ■ 5.3 Výpočty obvodových prvků

### ■ 5.3.1 Koncový stupeň

#### ■ Použitá topologie

Koncový stupeň byl zvolen tříúrovňový v zapojení T-ty, zobrazený na obrázku 3.21. Toto zapojení bylo vybráno z důvodu potřeby nižšího počtu spínacích součástek a jejich budičů oproti ostatním tříúrovňovým technologiím.

Tranzistory pro koncový stupeň musí mít blokovací napětí vyšší, než je dvojnásobek napětí spínaného na výstup. To z důvodu, že ve chvíli, kdy je jeden tranzistor sepnutý, na druhém se objeví napětí  $V_{out} - (-V_{out}) = 2 \cdot V_{out}$ . Při maximálním napětí to znamená, že tranzistory musí mít blokovací napětí vyšší než 1200 V. Maximální kontinuální proud tranzistory při buzení odporové zátěže lze vypočítat podle zadaného výkonu a aktuálního výstupního napětí.

$$I_D = \frac{P_{max}}{V_{out}} [A] \quad (5.1)$$

$$I_D = \frac{250}{600} \doteq 0,42 [A] \quad (5.2)$$

$$I_D = \frac{250}{150} \doteq 1,67 [A] \quad (5.3)$$

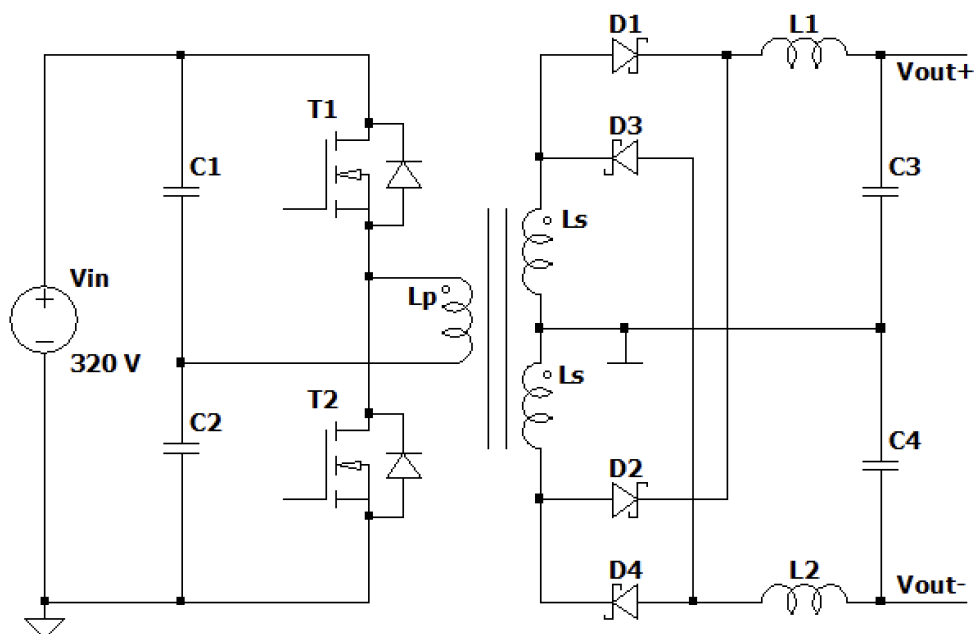
Pro koncový stupeň byl vybrán typ tranzistorů MSC750SMA170B4 firmy Microsemi [23] s blokovacím napětím 1700 V a maximálním kontinuálním proudem 7 A.



### 5.3.2 Stejnoseměrný měnič výstupního napětí

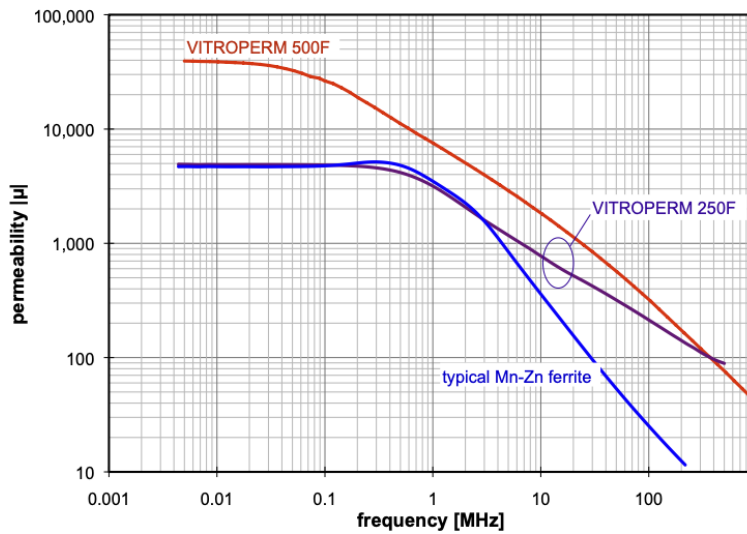
#### Použitá topologie

Pro měnič napětí byla z důvodu potřeby pouze dvou spínacích prvků zvolena topologie polomůstku, ke které byly přidány další dvě usměrňovací diody a výstupní kondenzátor pro získání symetrického kladného a záporného výstupního napětí pro koncový stupeň. Návrh bude proveden tak, aby ze vstupních 320 V DC bylo vytvořeno nejvyšší zadané napětí +600 V a -600 V. Velikost napětí bude řízena střídou pomocí měření napětí izolovaným převodníkem ve zpětné vazbě měniče. Pracovní frekvence měniče byla zvolena  $f_m=100$  kHz. Měnič by měl být schopen dodat celkový výkon 500 W, což znamená 250 W pro kladné napájecí napětí a 250 W pro záporné napájecí napětí. Realizované zapojení měniče je zobrazeno na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1: Realizované zapojení měniče napětí

Pro transformátor bylo vybráno toroidní jádro z nanokrystalického materiálu VITROPERM 250 F s označením T60006-L2080-V091 od firmy Vacuum-schmelze [24]. Tento materiál má výrazně nižší pokles permeability s rostoucí frekvencí než klasická feritová jádra (obrázek 5.2). To je velmi vhodné pro využití s SiC technologií, protože rychlé spínání, které tyto tranzistory umožňují, generuje vysokofrekvenční proudy o frekvencích až v řádu desítek MHz, které by obyčejná jádra nebyla schopna potlačit, a generovaly by zbytečné výkonové ztráty v transformátoru.



**Obrázek 5.2:** Porovnání frekvenční závislosti feritových jader s materiálem VITROPERM [24]

## ■ Výpočet

Aby bylo možné provést výpočet měniče podle vzorců pro klasický Half-Bridge měnič, je potřeba schéma upravit. Pokud budeme uvažovat v zapojení z obrázku 5.1 symetrickou zátěž na kladném i záporném výstupu, středovým vodičem nepoteče žádný proud. Můžeme ho tedy odstranit. Navržené zapojení se dále od základního liší v tom, že oběma sekundárními vinutími teče proud každou periodu, oproti základnímu, kde každou periodu teče proud pouze jedním vinutím. To znamená, že pro vybrané zapojení můžeme obě sekundární vinutí nahradit vinutími s dvojnásobným počtem závitů, ale v každé periodě bude aktivní pouze jedno. V důsledku bude celkové výstupní napětí dvojnásobné. Také se zdvojnásobí úbytek na usměrňovacích diodách a indukčnost výstupní tlumivky, protože jsou ve vybraném zapojení dvakrát. Na obrázku 5.3 je znázorněné upravené zapojení pro výpočet.

Parametry použitého jádra jsou:

Indukčnost na závit pro  $f_{sw}=100$  kHz,  $A_L=9,2$   $\mu$ H, průřez jádra  $A_{FE}=2,28$   $cm^2$ , saturační magnetická indukce  $B_s=1,2$  T.

Následující vzorce pro výpočet měniče byly převzaty z literatury[11].

Pro primární vinutí byl zvolen počet závitů  $N_p = 6$ . Maximální magnetická indukce v jádru je dána následujícím vzorcem.

$$\Delta B_{max} = \frac{V_p \cdot 10^4}{4 \cdot f_m \cdot N_p \cdot A_{FE}} [T] \quad (5.4)$$

Kde:

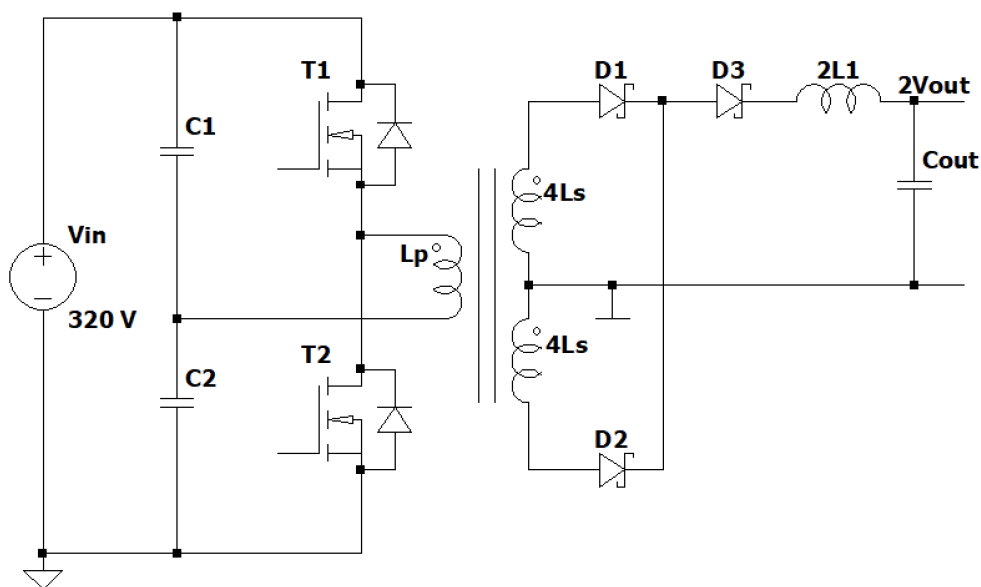
$\Delta B_{max}$  [T] je maximální změna magnetické indukce,

$V_p$  [V] je napětí na primárním vinutí transformátoru (pro tuto topologii  $\frac{V_{in}}{2}$ ),

$f_m$  [Hz] je spínací frekvence měniče,  
 $N_p$  [-] je počet závitů primárního vinutí,  
 $A_{FE}$  [cm<sup>2</sup>] je průřez jádra,  
 $10^4$  je zde pro kompenzaci dosazení  $A_{FE}$  v cm<sup>2</sup>. Po dosazení hodnot vyjde:

$$\Delta B_{max} = \frac{160 \cdot 10^4}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 2,28} \doteq 0,29 [T] \quad (5.5)$$

což je pro vybrané jádro vpořádku.



Obrázek 5.3: Upravené zapojení měniče napětí pro výpočet

Dále určíme potřebný napěťový přenos pro dosažení požadovaného výstupního napětí.

$$n = \frac{V_s}{V_p} [-] \quad (5.6)$$

Kde:

$V_s$  [V] je napětí na sekundárním vinutí transformátoru.

Pro  $V_p$  použijeme střední hodnotu napětí, která je dána maximální střídou  $D = 0,48$ ,  $V_{p,st} = \frac{0,48}{0,50} \cdot V_p$ . Kvůli zvolené topologii je hodnota  $V_p = \frac{V_{in}}{2} = 160$  V, tedy  $V_{p,st} = \frac{0,48}{0,50} \cdot 160 = 153,6$  V. Potřebný napěťový přenos bude tedy:

$$M_V = \frac{V_{out,max}}{V_{p,st}} = \frac{600}{153,6} \doteq 3,91 [-] \quad (5.7)$$

Nyní můžeme vypočítat počet závitů sekundárního vinutí, neboť  $M_V = n$ .

$$N_s = n \cdot N_p = 3,91 \cdot 6 = 23,46 [-] \quad (5.8)$$

Použijeme  $N_s = 24$  a přepočítáme skutečný transformační poměr:

$$M_V = n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{24}{6} = 4 [-] \quad (5.9)$$

Pomocí konstanty  $A_L$  můžeme vypočítat indukčnosti vinutí transformátoru:

$$L_p = A_L \cdot N_p^2 = 9,2 \cdot 10^{-6} \cdot 6^2 \doteq 331 [\mu H] \quad (5.10)$$

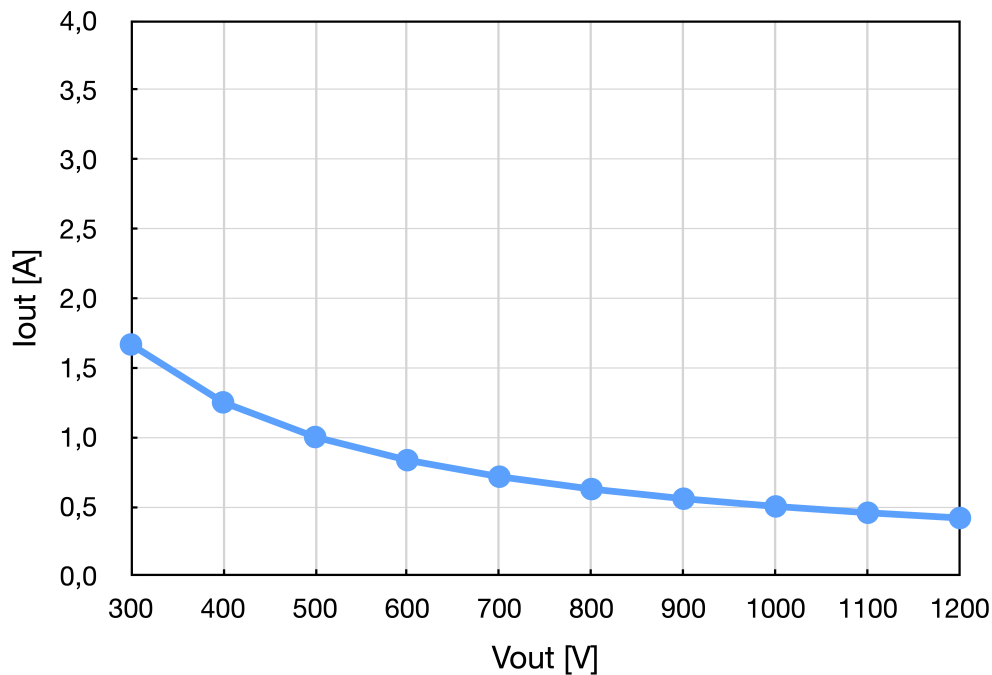
$$L_s = A_L \cdot N_s^2 = 9,2 \cdot 10^{-6} \cdot 24^2 \doteq 5,3, [mH] \quad (5.11)$$

Výstupní proudy upraveného zapojení pro výkon 500 W.

$$I_{out} = \frac{P_{max}}{U_{out}} = \frac{500}{1200} \doteq 0,417 [A] \quad (5.12)$$

$$I_{out} = \frac{P_{max}}{U_{out}} = \frac{500}{300} \doteq 1,667 [A] \quad (5.13)$$

Na obrázku 5.4 jsou zobrazeny výstupní proudy při různých výstupních napětích pro výkon 500 W.



**Obrázek 5.4:** Výstupní proudy v závislosti na výstupním napětí pro výkon 500 W

Měnič napětí bude z důvodu jednodušší regulace a potlačení stejnosměrného proudu výstupní tlumivkou provozován v DCM módu. Pro výstupní tlumivku byla zvolena hodnota  $L_1 = 180 \mu H$ . Doba sepnutí tranzistoru  $t_1$  v tomto režimu je dána vztahem (5.14), do kterého již dosadíme upravené hodnoty pro výpočet.

$$t_1 = \sqrt{2 \cdot I_{out} \cdot L_1 \cdot \frac{V_{out} + V_f}{2 \cdot f_m \cdot (\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot n - V_f - V_{out}) \cdot (\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot n)}} [s] \quad (5.14)$$

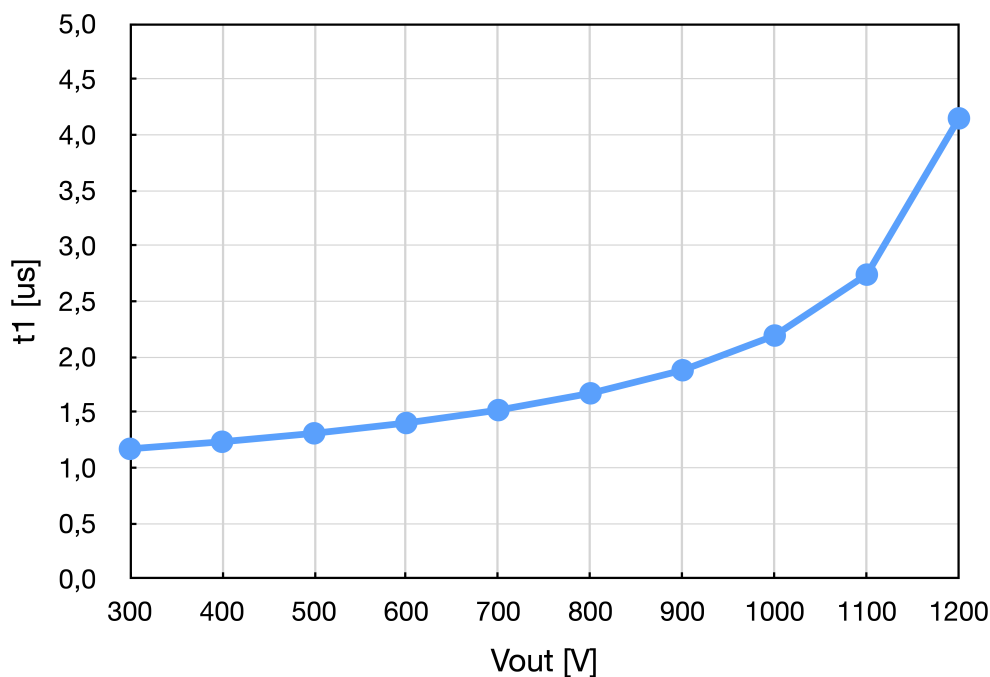
Maximální doba sepnutí je pro výstupní napětí  $V_{out} = 1200 \text{ V}$

$$t_{1max} = \sqrt{2 \cdot 0,417 \cdot 360 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1200 + 2,6}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot (\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8 - 2,6 - 1200) \cdot (\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8)}} \doteq 4,15 [\mu s] \quad (5.15)$$

Minimální doba sepnutí je pro výstupní napětí  $V_{out} = 300 \text{ V}$

$$t_{1min} = \sqrt{2 \cdot 1,667 \cdot 360 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{150 + 1,3}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot (\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 4 - 1,3 - 150) \cdot (\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 4)}} \doteq 1,17 [\mu s] \quad (5.16)$$

Na obrázku 5.5 jsou zobrazeny doby sepnutí tranzistoru v půl periodě  $t_1$  pro různé hodnoty výstupního napětí.



**Obrázek 5.5:** Doby sepnutí  $t_1$  pro různé hodnoty výstupního napětí

Doby  $t_2$  a  $t_3$ , po které je tranzistor rozepnutý, jsou dány vztahy (5.17) a (5.18).

$$t_2 = t_1 \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot n}{(V_{out} + V_f)} - t_1 [s] \quad (5.17)$$

$$t_3 = \frac{1}{2 \cdot f_m} - t_1 - t_2 [s] \quad (5.18)$$

pro výstupní napětí  $V_{out} = 1200 V$  vycházejí hodnoty:

$$t_2 = 4,15 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8}{(1200 + 2,6)} - 4,15 \cdot 10^{-6} \doteq 267 [ns] \quad (5.19)$$

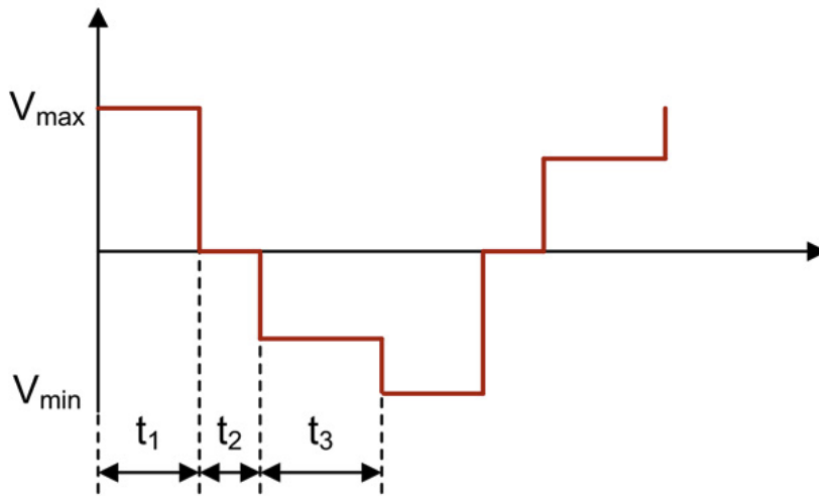
$$t_3 = \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} - 4,15 \cdot 10^{-6} - 267 \cdot 10^{-9} \doteq 583 [ns] \quad (5.20)$$

a pro napětí  $V_{out} = 300 V$

$$t_2 = 1,17 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8}{(300 + 2,6)} - 1,17 \cdot 10^{-6} \doteq 3,78 [\mu s] \quad (5.21)$$

$$t_3 = \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} - 1,17 \cdot 10^{-6} - 3,78 \cdot 10^{-6} \doteq 50 [ns] \quad (5.22)$$

Na obrázku 5.6 je zobrazený očekávaný průběh napětí na primárním vinutí transformátoru, kde  $V_{max} = 160 V$  a  $V_{min} = -160 V$ . Čas  $t_1$  odpovídá době, kdy je na primární straně sepnutý tranzistor. Časy  $t_2$  a  $t_3$  odpovídají době kdy jsou tranzistory na primární straně rozepnuté.



**Obrázek 5.6:** Očekávaný průběh napětí na primárním vinutí transformátoru [11]

Magnetizační proud transformátorem je dán rovnicí (5.23).

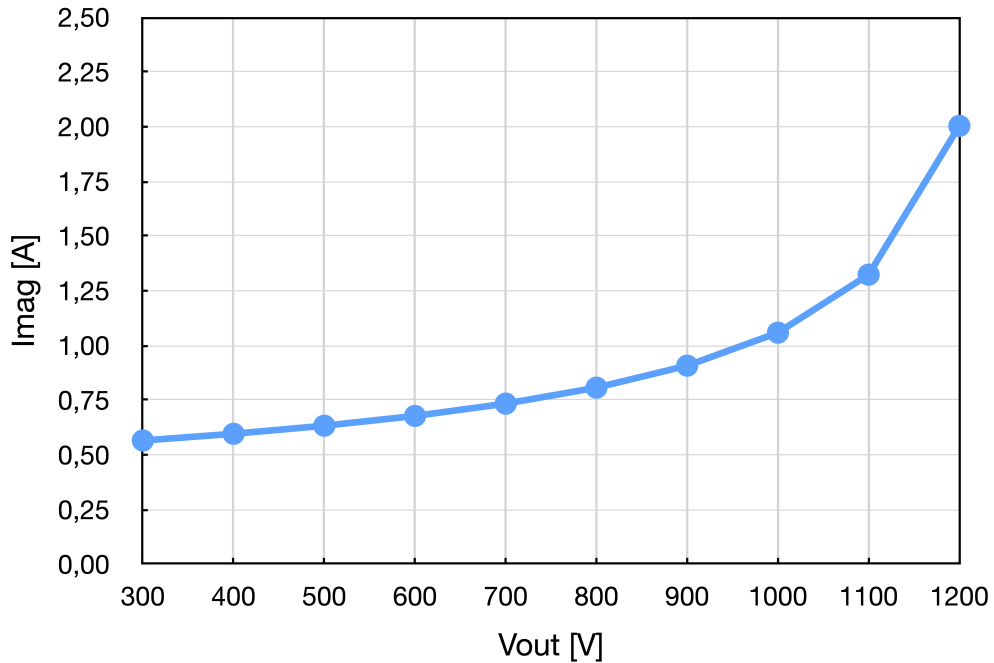
$$I_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in} \cdot t_1}{L_p} [A] \quad (5.23)$$

Velikosti magnetizačních proudů pro  $V_{out} = 1200 V$  a  $V_{out} = 300 V$  jsou:

$$I_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \frac{320 \cdot 4,15 \cdot 10^{-6}}{331 \cdot 10^{-6}} \doteq 2,01 [A] \quad (5.24)$$

$$I_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \frac{320 \cdot 1,17 \cdot 10^{-6}}{331 \cdot 10^{-6}} \doteq 0,57 [A] \quad (5.25)$$

Na obrázku 5.7 jsou zobrazeny magnetizační proudy transformátoru v závislosti na výstupním napětí.



**Obrázek 5.7:** Magnetizační proudy transformátoru v závislosti na výstupním napětí.

Zvlnění proudu sekundárního vinutí  $I_{rip}$  je dáno vzorcem (5.26).

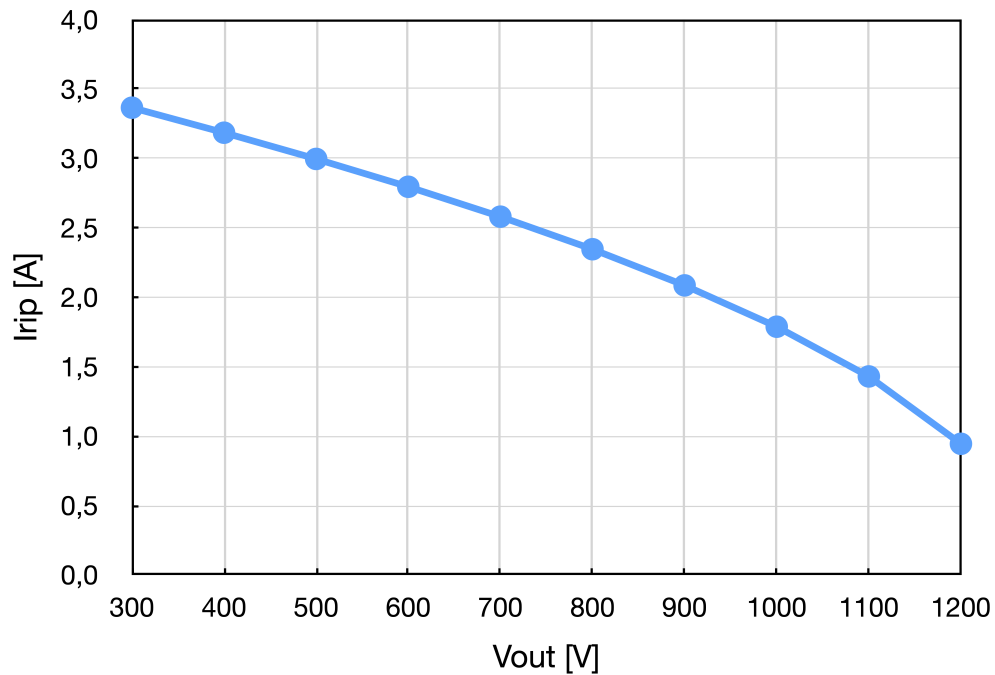
$$I_{rip} = \frac{1}{L_1} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot n - V_f - V_{out} \right) \cdot t_1 \quad (5.26)$$

Pro výstupní napětí  $V_{out} = 1200 V$  a  $V_{out} = 300 V$  vyjdou velikosti zvlnění výstupního proudu:

$$I_{rip} = \frac{1}{340 \cdot 10^{-6}} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8 - 2,6 - 1200 \right) \cdot 4,15 \cdot 10^{-6} \doteq 0,94 [A] \quad (5.27)$$

$$I_{rip} = \frac{1}{340 \cdot 10^{-6}} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot 320 \cdot 8 - 2,6 - 300 \right) \cdot 1,17 \cdot 10^{-6} \doteq 3,36 [A] \quad (5.28)$$

Na obrázku 5.8 jsou zobrazeny velikosti zvlnění výstupního proudu pro různé hodnoty výstupního napětí.



**Obrázek 5.8:** Zvlnění výstupního proudu v závislosti na výstupním napětí.

Maximální proud sekundárního vinutí odpovídá v DCM režimu hodnotě zvlnění výstupního proudu  $I_{rip}$ .

$$I_{s,max} = I_{rip} [A] \quad (5.29)$$

což odpovídá pro hodnotu  $V_{out} = 1200 V$ :

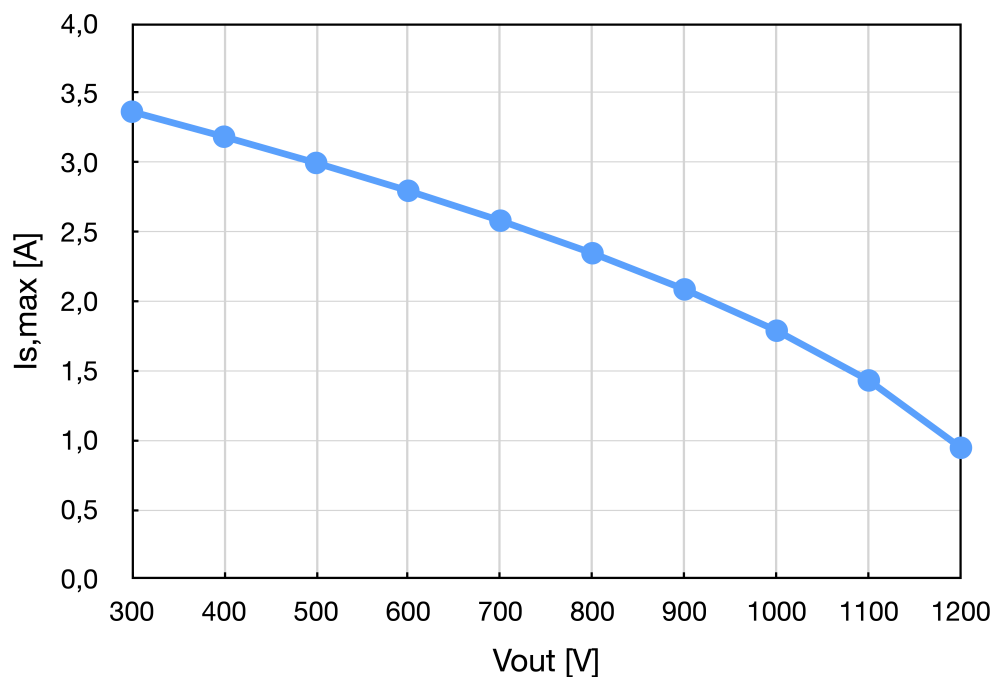
$$I_{s,max} = 0,94 [A] \quad (5.30)$$

a  $V_{out} = 300 V$ :

$$I_{s,max} = 3,36 [A] \quad (5.31)$$

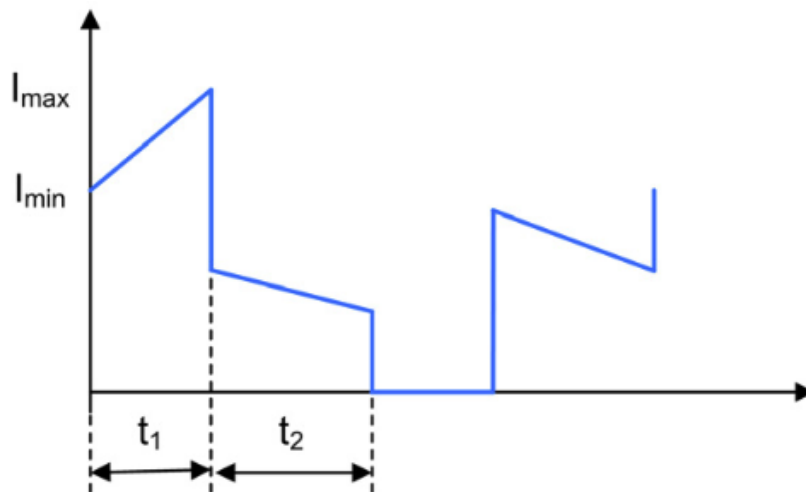
Na obrázku 5.9 jsou zobrazeny maximální proudy sekundárního vinutí transformátoru pro různé hodnoty výstupního napětí. Jedná se o celkový proud oběma sekundárními vinutími.





**Obrázek 5.9:** Maximální proud sekundárními vinutími transformátoru pro různé hodnoty výstupního napětí

Na obrázku 5.10 je zobrazen ideální průběh proudu sekundárním vinutím.



**Obrázek 5.10:** Ideální průběh proudu sekundárním vinutím

Nakonec vypočteme maximální proud primárním vinutím transformátoru pomocí vzorce (5.32).

$$I_{p,max} = I_{s,max} \cdot n + \frac{1}{2} \cdot I_{mag} [A] \quad (5.32)$$

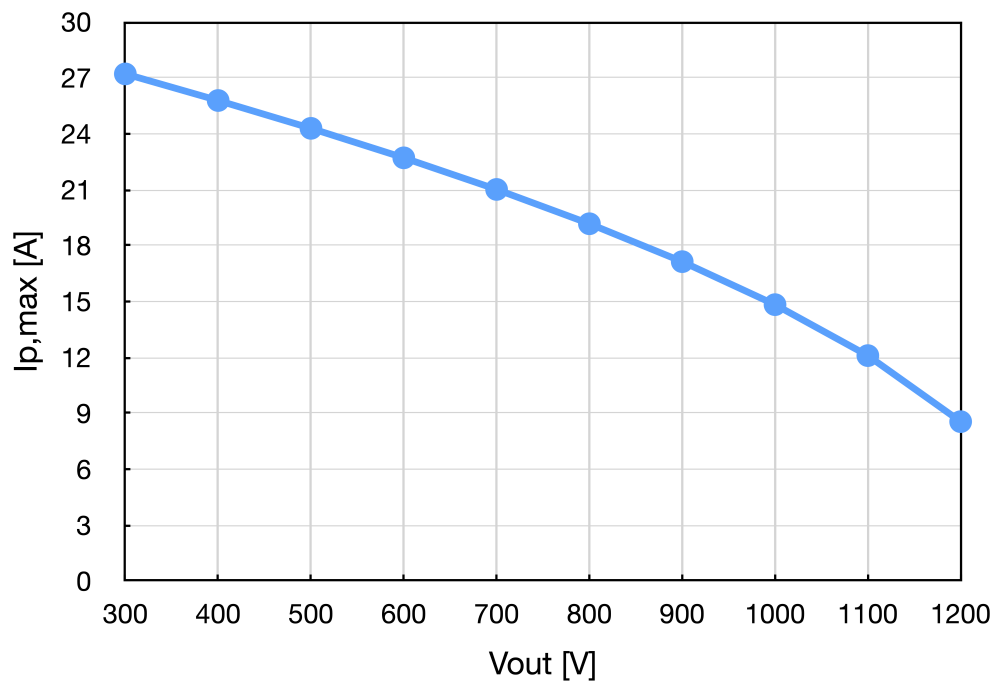
Což odpovídá pro  $V_{out} = 1200 \text{ V}$

$$I_{p,max} = 0,94 \cdot 8 + \frac{1}{2} \cdot 2,01 \doteq 8,53, [A] \quad (5.33)$$

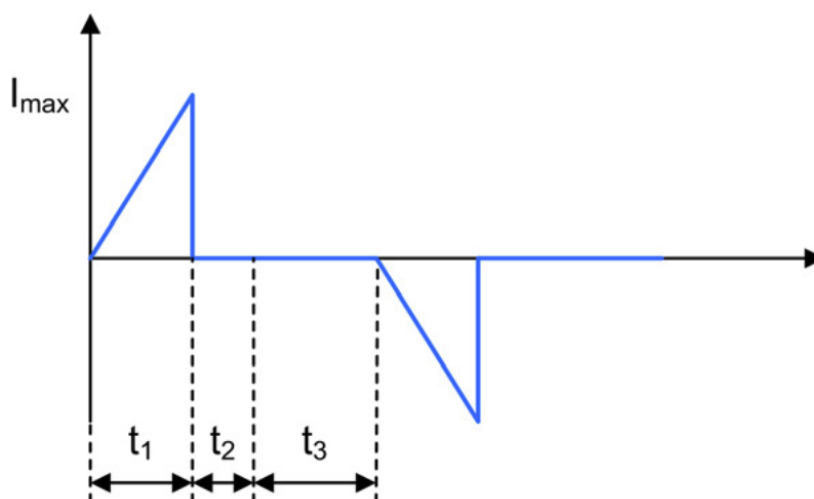
a pro  $V_{out} = 300 \text{ V}$

$$I_{p,max} = 3,36 \cdot 8 + \frac{1}{2} \cdot 0,57 \doteq 27,17, [A] \quad (5.34)$$

Na obrázku 5.11 jsou zobrazeny maximální proudy primárním vinutím transformátoru. Na obrázku 5.12 je zobrazen očekávaný průběh proudu primárním vinutím transformátoru.



**Obrázek 5.11:** Maximální proud primárním vinutím transformátoru pro různé hodnoty výstupního napětí



Obrázek 5.12: Očekávaný průběh proudu primárním vinutím transformátoru

Při náběhu generátoru se ale kvůli vybitým výstupním kondenzátorům objeví vyšší nabíjecí proudy, které budou omezeny pomocí regulace šířky pulsů na primárním vinutí transformátoru. Ta se bude pomalu a plynule zvyšovat, aby nevznikaly příliš velké proudové špičky, které by mohly poškodit tranzistory v měniči.

Pro realizaci měniče napětí byl vybrán typ tranzistoru IMZA65R048M1H firmy Infineon [25], s blokovacím napětím 650 V, maximálním kontinuálním proudem 39 A a maximálním pulsním proudem 100 A. Pro usměrnění výstupu měniče jsou použity SiC Schottkyho diody LSIC2SD170B10 společnosti Littelfuse [26], s blokovacím napětím 1700 V a maximálním proudem 15 A.

Pro vinutí transformátoru byl vybrán kabel RUPALIT Safety od firmy PACK Litz Wire [27], který je speciálně navržený tak, aby potlačoval vliv skin efektu a proximity efektu. Snižuje tedy výkonové ztráty ve vinutí transformátoru. Je tvořen stovkami samostatných izolovaných žil, které jsou spleteny do speciálního tvaru pro potlačení negativních vlivů magnetického pole.

Výsledné parametry měniče jsou:  $N_p=6$ ,  $N_s=24$ ,  $L_1=170 \mu\text{H}$ .

### 5.3.3 Výpočet a zapojení budiče

Pro realizaci byl vybrán budič UCC21710 firmy Texas Instruments [22], který je schopný dodávat budící proudy až 10 A. Hodnoty spínacích napětí jsou  $V_{DD}=15 \text{ V}$  a  $V_{EE}=-5 \text{ V}$ , které jsou vytvořeny pomocí izolovaných DC-DC měničů Murata MGJ1D241505MPC [28] z napájecího napětí 24 V. Maximální použitá spínací frekvence je  $f_m = 100 \text{ kHz}$ , což odpovídá periodě  $T_m = 10 \mu\text{s}$ .

## ■ Spínací a rozpínací hradlové rezistory

Pro tranzistory byly použity hradlové odpory  $R_{ON}=1,5 \Omega$  a  $R_{OFF}=1,5 \Omega$ . Maximální hodnoty spínacích a rozpínacích proudů jsou dány vztahy (5.35) a (5.36).

$$I_{source\_pk} = \frac{V_{DD} - V_{EE}}{R_{OH\_EFF} + R_{ON} + R_{G\_int}} [A] \quad (5.35)$$

$$I_{sink\_pk} = \frac{V_{DD} - V_{EE}}{R_{OL} + R_{OFF} + R_{G\_int}} [A] \quad (5.36)$$

Kde:

$V_{DD} = 15 \text{ V}$  je spínací napětí budiče,

$V_{EE} = -5 \text{ V}$  je rozpínací napětí budiče,

$R_{OH\_EFF} = 0,7 [\Omega]$  je interní efektivní odpor pull-up struktury budiče,

$R_{OL} = 0,3 \Omega$  je interní pull-down odpor budiče,

$R_{ON}$  je odpor externího spínacího hradlového rezistoru,

$R_{OFF}$  je odpor externího rozpínacího hradlového rezistoru,

$R_{G\_int}$  je interní odpor hradla tranzistoru.

Můžeme tedy vypočítat maximální budičí proudy měniče.

### ■ Měnič napětí

$R_{G\_int}=6,0 \Omega$ .

$$I_{source\_pk} = \frac{15 - -5}{0,7 + 1,5 + 6,0} \doteq 2,44 [A] \quad (5.37)$$

$$I_{sink\_pk} = \frac{15 - -5}{0,3 + 1,5 + 6,0} \doteq 2,56 [A] \quad (5.38)$$

### ■ Koncový stupeň

$R_{G\_int}=2,89 \Omega$ .

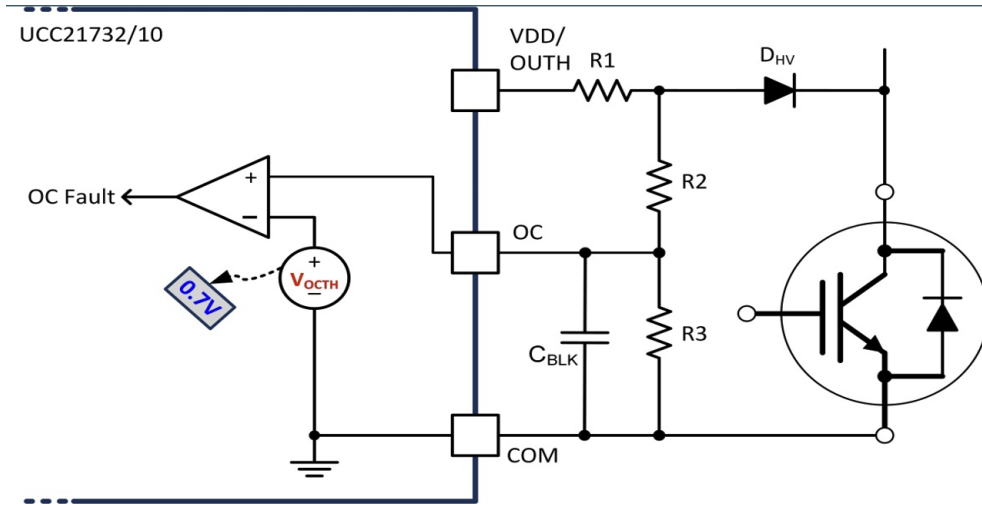
$$I_{source\_pk} = \frac{15 - -5}{0,7 + 1,5 + 2,89} \doteq 3,93 [A] \quad (5.39)$$

$$I_{sink\_pk} = \frac{15 - -5}{0,3 + 1,5 + 2,89} \doteq 4,26 [A] \quad (5.40)$$

## ■ Ochrany

### ■ Zkratová ochrana

Zkratová ochrana je realizována pomocí desaturační ochrany. Navíc je na výstupu koncového stupně přidána indukčnost  $L_o=300 \mu H$ , která v případě zkratu omezí maximální proud. Pokud přesáhne určitou mez, bude vypnuto buzení generátoru. Na obrázku 5.13 je zobrazeno použité zapojení desaturační ochrany.



Obrázek 5.13: Použité zapojení desaturační ochrany [22]

Napětí na tranzistoru pro reakci ochrany je dáno vztahem (5.41).

$$V_{OC\_DET} = V_{OC\_TH} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3} - n_d \cdot V_{fw} [V] \quad (5.41)$$

Kde:

$V_{OC\_DET}$  [V] je napětí na tranzistoru pro reakci ochrany,

$V_{OC\_TH}=0,7$  [V] je interní napětí budiče pro reakci ochrany,

$R_2, R_3$  [ $\Omega$ ] jsou odpory děliče na vstupu budiče pro nadproudovou ochranu,

$n_d$  [-] je počet sériově zapojených blokovacích diod,

$V_{fw}$  [V] je úbytek napětí na blokovací diodě.

Napětí na tranzistoru pro detekci nadproudu stanovíme  $V_{OC\_DET}=7$  [V].

Blokovací dioda bude použita pouze jedna, tedy  $n_d=1$ . Po dosažení a úpravě vzorce získáme vztah pro poměr odporů  $R_2$  a  $R_3$ :

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{7 + V_{fw}}{0,7} - 1 \quad (5.42)$$

Pro výpočet odporů napětěvého děliče potřebujeme tedy znát úbytek napětí použité diody. Pro zapojení byla vybrána dioda GAP3SLT33-214 [29] s hodnotou  $V_{fw} = 1,15$  V. Výsledný poměr odporů je tedy:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{7 + 1,15}{0,7} - 1 \doteq 10,6, \quad (5.43)$$

Hodnoty rezistorů byly zvoleny  $R_1=4,7$  k $\Omega$ ,  $R_2=10$  k $\Omega$ ,  $R_3=1$  k $\Omega$ . Jako další krok je potřeba definovat časové zpoždění ochrany, které je dané kondenzátorem  $C_{BLK}$ , a hodnota daná vztahem (5.44).

$$t_{BLK} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot R_3 \cdot C_{BLK} \cdot \ln\left(1 - \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3} \cdot \frac{V_{OC\_TH}}{V_{DD}}\right) \quad (5.44)$$

Čas reakce ochrany zvolíme  $t_{BLK} = 200 \text{ ns}$ . Upravíme vzorec a dosadíme.

$$C_{BLK} = -\frac{t_{BLK}}{\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3} \cdot R_3} \cdot \frac{1}{\ln\left(1 - \frac{R_1+R_2+R_3}{R_3} \cdot \frac{V_{OC\_TH}}{V_{DD}}\right)} \quad (5.45)$$

$$C_{BLK} = -\frac{200 \cdot 10^{-9}}{\frac{4,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 10^3} \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{\ln\left(1 - \frac{4,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 10^3}{10^3} \cdot \frac{0,7}{15}\right)} \doteq 162 [\text{pF}] \quad (5.46)$$

Hodnota kondenzátoru byla zvolena  $C_{BLK} = 160 \text{ pF}$ , což odpovídá zpoždění  $t_{BLK} \doteq 198 \text{ ns}$ .

- **Podpěťová ochrana** Tato ochrana je realizována interně přímo v budiči, a to pro napájení budiče i spínací napětí tranzistoru. Pokud některé z napětí klesne pod určitou mez na definovanou dobu, zastaví se buzení [22].

## 5.4 Výkonová bilance

### 5.4.1 Ztráty výkonových tranzistorů

#### Statické ztráty

- **Měníč napětí**

Vodivostní ztráty tranzistoru jsou dány vzorcem (4.4). Známe tvar průchozího proudu (obrázek 5.12), který můžeme popsat vztahem:

$$i_D(t) = \frac{I_{1,max}}{t_1} \cdot t [A] \quad (5.47)$$

Můžeme tedy vypočítat efektivní hodnotu průchozího proudu následovně:

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{\int_0^{T_{sw}} i_D^2(t) dt}{T_{sw}}} [A] \quad (5.48)$$

Po dosazení efektivního proudu do rovnice (4.4) a úpravě vyjde výsledný tvar vzorce:

$$P_{conT} = R_{DSon} \frac{I_{p,max}^2 \cdot t_1}{3 \cdot T_m} [W] \quad (5.49)$$

Pro výpočet použijeme hodnotu odporu tranzistoru při teplotě  $150 \text{ }^\circ\text{C}$   $R_{DS\_on} = 64 [m\Omega]$ .

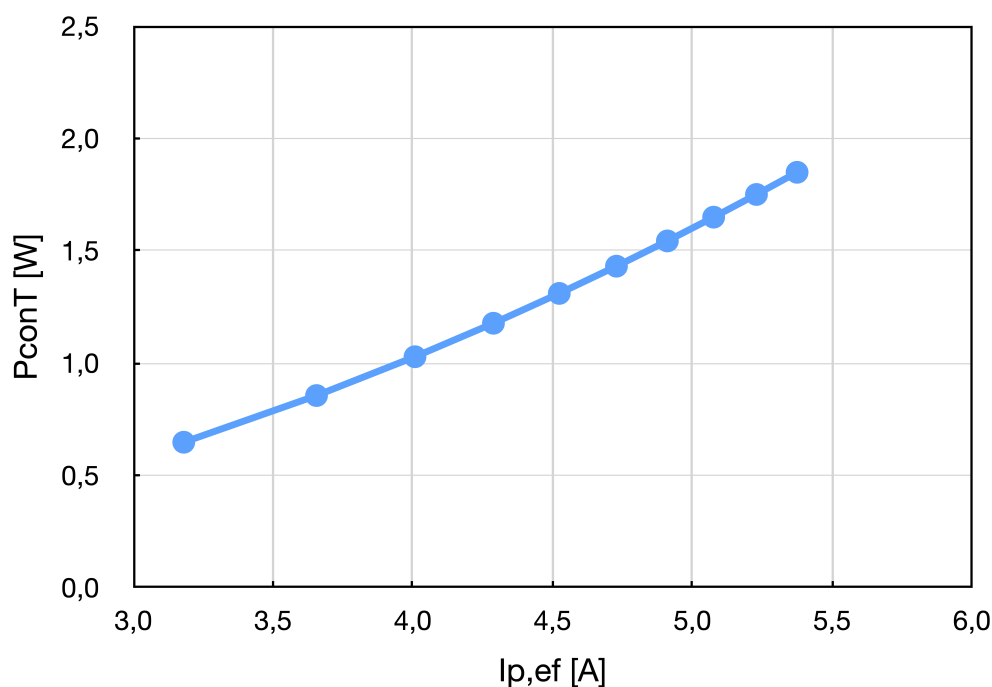
Vodivostní ztráty tranzistoru pro  $V_{out}=600 \text{ V}$ :

$$P_{conT} = 0,064 \cdot \frac{8,53^2 \cdot 4,15 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \doteq 0,64 [W] \quad (5.50)$$

Vodivostní ztráty tranzistoru pro  $V_{out}=150$  V:

$$P_{conT} = 0,064 \cdot \frac{27,17^2 \cdot 1,17 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \doteq 1,84 [W] \quad (5.51)$$

Na obrázku 5.14 jsou znázorněné vodivostní ztráty tranzistorů měniče při různých efektivních hodnotách proudů primárním vinutím  $I_{Drms}$  pro výkon 500 W.



**Obrázek 5.14:** Vodivostní ztráty tranzistorů v závislosti na efektivní hodnotě proudu primárním vinutím

#### ■ Koncový stupeň

Maximální proud tranzistoru v koncovém stupni je při buzení odporové zátěže na 150 V,  $I_{Dmax} = \frac{250}{150} \doteq 1,67$  A. Pro výpočet použijeme opět maximální hodnotu odporu v sepnutém stavu vybraného tranzistoru  $R_{DSon} = 940$  m $\Omega$ . Po dosazení do vzorce (4.4) dostaneme vodivostní ztráty tranzistoru:

$$P_{conT} = 940 \cdot 10^{-3} \cdot 1,67^2 \doteq 2,62 [W] \quad (5.52)$$

Při buzení piezoelektrické zátěže bude proud tranzistoru pulsní, a jeho efektivní hodnota by neměla přesáhnout velikost kontinuálního proudu pro výkon 250 W. Vodivostní ztráty budou tedy při buzení měničů nižší.

## ■ Dynamické ztráty

Spínací ztráty tranzistorů jsou dány vztahy (4.7), (4.8) a (4.9). Spínací frekvence měniče napětí je nastavena na  $f_m=100$  kHz. Maximální frekvence pro koncový stupeň je  $f_{s\_max}=60$  kHz. Energie pro sepnutí  $E_{on}$  a rozepnutí  $E_{off}$  tranzistorů koncového stupně byla odečtena z grafu v datasheetu součástky. Z důvodu, že tranzistory jsou provozovány na nižších napětích než jsou v grafu uvedeny, byly vybrány minimální uvedené hodnoty  $E_{on}$  a  $E_{off}$ . Spínací ztráty tedy vyjdou s větší rezervou. Pro tranzistory v měniči napětí nejsou tyto parametry uvedeny. Z toho důvodu budou jejich ztráty přibližně odhadnuty podle provozních hodnot napětí a proudu. Po dosazení do vzorců vyjdou spínací ztráty následovně.

### ■ Měnič napětí

Pro použitý tranzistor nejsou v datasheetu uvedeny hodnoty  $E_{on}$  a  $E_{off}$ . Pokud uvážíme že proud tranzistoru v měniči má pilový průběh, ztráty při sepnutí budou poměrně malé. Při rozepnutí tranzistoru jím teče proud  $I_{p,max}$ . Můžeme tedy pro výpočet rozpínacích ztrát použít vztah (4.6) a (4.8). Pokud budeme uvažovat ideální průběhy napětí a proudu, můžeme vyjádřit energii pro rozepnutí tranzistoru pomocí zjednodušeného vzorce (5.53) [30]. Doba pro rozepnutí tranzistoru je dána v datasheetu  $t_{off}=13$  ns. Po dosazení do vzorce (4.8) vyjdou rozpínací ztráty tranzistoru.

$$E_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_{p,max} \cdot t_{off} [J] \quad (5.53)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} \cdot 160 \cdot 27,17 \cdot 13 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 2,8 [W] \quad (5.54)$$

Tento výpočet je pouze orientační. Ztráty při sepnutí by bylo v tomto případě náročné vypočítat.

### ■ Koncový stupeň

$$E_{on,k}=30 [\mu J], E_{off,k}=20 [\mu J]$$

$$P_{sw\_on,k} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3 = 1,8 [W] \quad (5.55)$$

$$P_{sw\_off,k} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3 = 1,2 [W] \quad (5.56)$$

$$P_{sw,k} = 1,8 + 1,2 = 3,0 [W] \quad (5.57)$$

## ■ Celkové ztráty

Po sečtení vodivostních a spínacích ztrát dostaneme celkový ztrátový výkon tranzistorů. Je vhodné zvážit i ztráty způsobené vybíjením body diod tranzistorů, které zvyšují proud tranzistorem při rozpínání, a tedy zvyšují ztrátový výkon.



- **Měnič napětí**

$$P_{T,m} = 1,84 + 1,4 = 3,24 [W] \quad (5.58)$$

- **Koncový stupeň**

$$P_{T,k} = 2,62 + 3,0 = 5,62 [W] \quad (5.59)$$

## ■ 5.4.2 Výpočet chladiče

Pro bezpečný chod spínacích součástek je potřeba zajistit, aby nebyla překročena jejich maximální provozní teplota. Teplota tranzistoru s použitím chladiče lze vyjádřit pomocí vztahu (5.60).

$$T_{j,T} = P_T \cdot (R_{thJC} + R_{thCR} + R_{thRA}) + T_A [^{\circ}C] \quad (5.60)$$

Kde:

$T_{j,T}$  [ $^{\circ}C$ ] je teplota čipu tranzistoru,

$P_T$  [W] je celkový výkon tranzistoru,

$R_{thJC}$  [ $^{\circ}C/W$ ] je tepelný odpor přechodu čip - pouzdro,

$R_{thCR}$  [ $^{\circ}C/W$ ] je tepelný odpor přechodu pouzdro - chladič,

$R_{thRA}$  [ $^{\circ}C/W$ ] je tepelný odpor přechodu chladič - okolí,

$T_A$  [ $^{\circ}C$ ] je teplota okolí.

Pro výběr chladiče potřebujeme znát hodnotu  $R_{thRA}$ , kterou ze vzorce (5.60) můžeme vyjádřit.

$$R_{thRA} = \frac{T_{j,T} - P_T(R_{thJC} + R_{thCR}) - T_A}{P_T} [^{\circ}C/W] \quad (5.61)$$

Dále můžeme dosadit známé hodnoty. Pro koeficient  $R_{thCR}$  se obvykle používá hodnota 0,5. Budeme uvažovat okolní teplotu  $T_A=50$  [ $^{\circ}C$ ].

- **Měnič napětí**

Parametry použitých tranzistorů:  $T_{jT\_max}=150$  [ $^{\circ}C$ ] a  $R_{thJC}=1,0$  [ $^{\circ}C/W$ ].

$$R_{thRA} = \frac{150 - 3,24 \cdot (1,0 + 0,5) - 50}{3,24} \doteq 29,4 [^{\circ}C/W] \quad (5.62)$$

- **Koncový stupeň**

Parametry použitých tranzistorů:  $T_{jT\_max}=175$  [ $^{\circ}C$ ] a  $R_{thJC}=2,19$  [ $^{\circ}C/W$ ].

$$R_{thRA} = \frac{175 - 5,62 \cdot (2,19 + 0,5) - 50}{5,62} \doteq 28,4 [^{\circ}C/W] \quad (5.63)$$

Jedná se o maximální hodnoty tepelného odporu, které může chladič mít. Je vhodné vybrat chladič s rezervou, případně zvážit přidání ventilátoru pro zvýšení chlazení.

Pro tranzistory byl vybrán chladič PA-T22-38E značky Ohmite [31], který je možné připojit ke dvěma tranzistorům. Byl tedy použit jeden pro měnič napětí a dva pro koncový stupeň generátoru. Jeho hodnota tepelného odporu je  $R_{thRA}=3,13 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

### 5.4.3 Ztrátový výkon budiče

Celkové ztráty budiče můžeme vypočítat pomocí vzorce (4.10) uvedeném v teoretické části. Dosadíme známé hodnoty do vzorců (4.11) a (4.12) pro statické a spínací ztráty budiče.

$$P_Q = I_Q \cdot (V_{DD} - V_{EE}) = 5 \cdot 10^{-3} \cdot (15 - -5) = 100 \text{ [mW]} \quad (5.64)$$

#### ■ Měnič napětí

$$Q_g=33 \text{ nC}$$

$$P_{DR\_sw} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{0,7}{0,7 + 1,5 + 6} + \frac{0,3}{0,3 + 1,5 + 6} \right) \cdot (15 - -5) \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 4,1 \text{ [mW]} \quad (5.65)$$

#### ■ Koncový stupeň

$$Q_g=11 \text{ nC}$$

$$P_{DR\_sw} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{0,7}{0,7 + 1,5 + 2,89} + \frac{0,3}{0,3 + 1,5 + 2,89} \right) \cdot (15 - -5) \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 11 \cdot 10^{-9} = 1,3 \text{ [mW]} \quad (5.66)$$

Nejvyšší ztráty budou mít budiče v měniči napětí.

$$P_{DR} = 100 \cdot 10^{-3} + 4,1 \cdot 10^{-3} = 104,1 \text{ [mW]} \quad (5.67)$$

Teplota budiče je dána vztahem:

$$T_{j,DR} = T_b + \Psi_{jb} \cdot P_{DR} \text{ [} ^\circ\text{C]} \quad (5.68)$$

Kde:

$T_{j,DR} \text{ [} ^\circ\text{C]}$  je teplota čipu budiče,

$T_b \text{ [} ^\circ\text{C]}$  je teplota plošného spoje,

$\Psi_{jb} = 32,3 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$  je tepelný odpor mezi čipem budiče a plošným spojem,

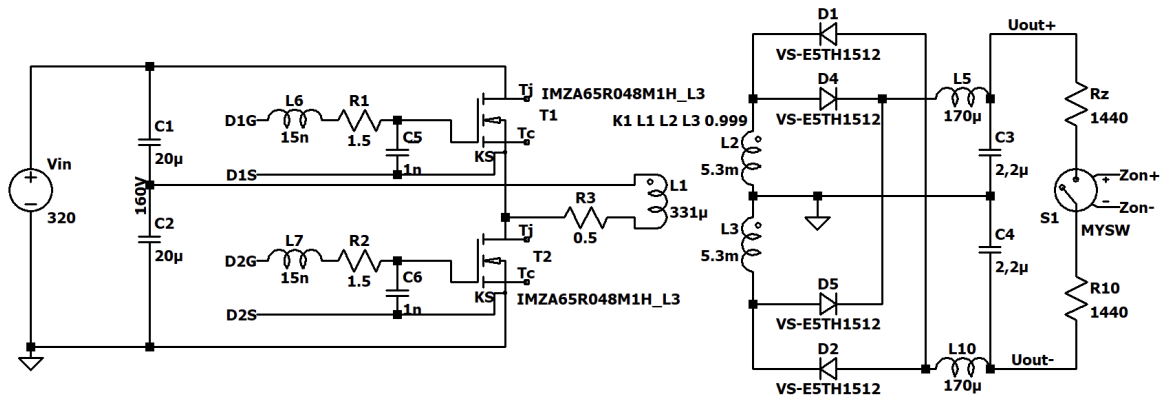
$P_{DR} \text{ [W]}$  je celkový výkon budiče.

Pokud stanovíme maximální teplotu plošného spoje  $T_b=50 \text{ } ^\circ\text{C}$  a maximální teplota budiče je  $T_{j,DR\_max} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$ , můžeme vypočítat provozní teplotu budiče.

$$T_{j,DR} = 50 + 32,3 \cdot 104,1 \cdot 10^{-3} = 53,4 \text{ [} ^\circ\text{C]} \quad (5.69)$$

## 5.5 Simulace výkonové části generátoru

Měníč napětí byl odsimulován v programu LT Spice. Na obrázku 5.15 je zobrazeno použité zapojení pro simulaci.



Obrázek 5.15: Použité zapojení měniče napětí pro simulaci

Kvůli problémům s modelem použitého budiče nemohl být v simulaci použit. Byl nahrazen pulsním napětovým zdrojem s vnitřním odporem a rychlostí náběžné/sestupné hrany odpovídajícím výstupu budiče. Budiče v měniči napětí nemohou při startu pracovat hned s plnou střídou, neboť kondenzátory na výstupu jsou vybité a primárním vinutím transformátoru by tekly velmi vysoké proudy. Z toho důvodu jsou budiče v simulaci nastaveny tak, že se střída signálu ve čtyřech krocích postupně zvyšuje. Díky tomu je zajištěno snížení proudu v primárním vinutí transformátoru. Buzení koncového stupně je spuštěno až po nabití výstupních kondenzátorů měniče napětí. Frekvence spínání měniče je nastavena na  $f_m=100$  kHz. Na obrázku 5.16 je zobrazen příklad výstupního průběhu budiče v měniči napětí. V simulaci jsou jednotlivé úseky s různou střídou delší, aby došlo k pozvolnému nabíjení výstupních kondenzátorů. Simulované průběhy měniče jsou zobrazeny v příloze D.

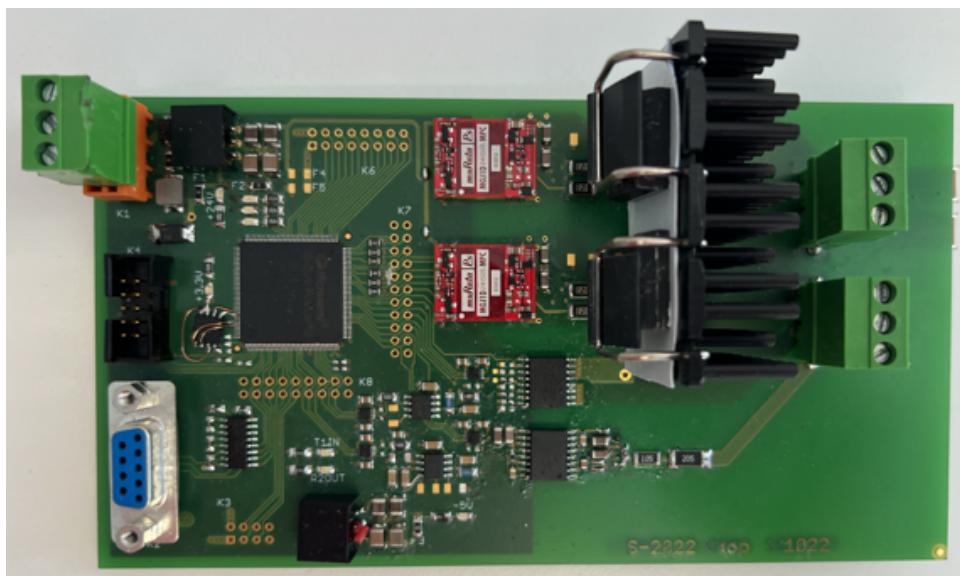


## Kapitola 6

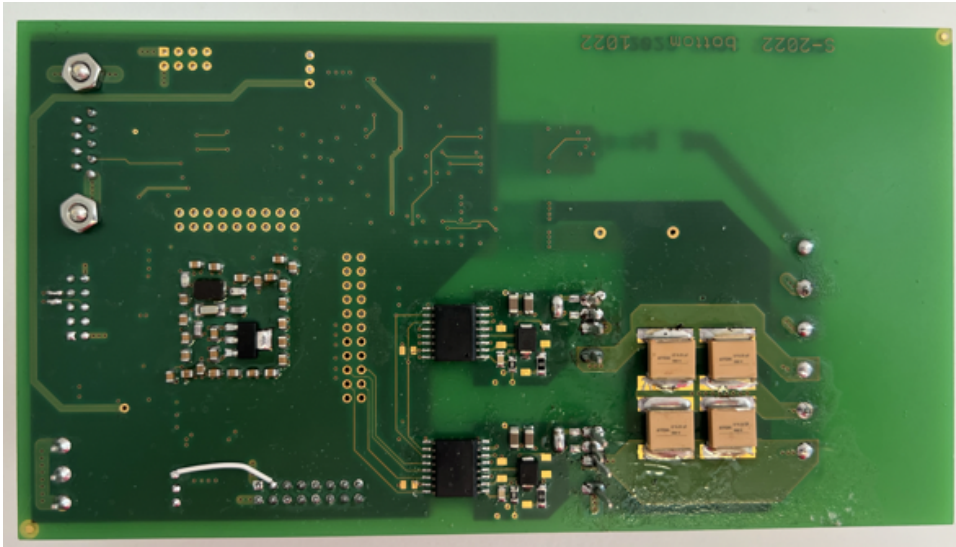
### Realizace a zapojení generátoru

Pro generátor byla realizována DPS, zobrazená na obrázku 6.1 a 6.2. Je řízena procesorem SmartFusion 2 [32], který ovládá veškerou uživatelskou obsluhu i spínání výstupních tranzistorů. Napájena je ze zdroje 24 V. Toto napětí je využito DC-DC měniči pro vytvoření logického napájecího napětí 3,3 V a -5 V pro procesor, AD převodníky a měřicí převodníky napětí a proudu. Procesor potřebuje navíc ještě napájení 1,2 V, které je vytvořeno lineárním stabilizátorem z napětí 3,3 V. Řízení z počítače je zajištěno pomocí konektoru pro sériovou linku. Pro budoucí připojení ovládacího displeje je zde zatím nevyužitý konektor pro sběrnici I2C.

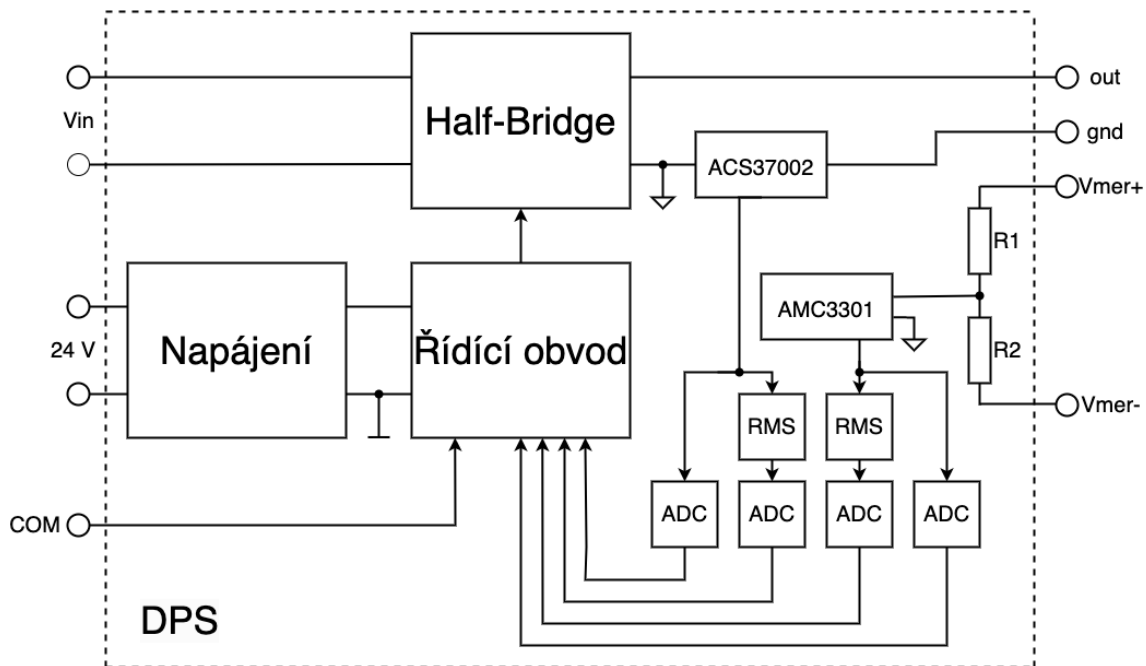
Výkonová část desky je tvořena dvěma výkonovými tranzistory v zapojení polomůstku (tranzistory T1 a T2 na obrázku 3.19). Ty jsou řízeny pomocí budičů UCC21710 [22], pro které je vytvořeno spínací a rozpínací napětí 15 V a -5 V izolovanými DC-DC měniči Murata [28] z napájecích 24 V. Na obrázku 6.3 je zobrazeno blokové schéma zapojení realizované DPS.



**Obrázek 6.1:** Realizace základní desky generátoru, horní strana



Obrázek 6.2: Realizace základní desky generátoru, spodní strana



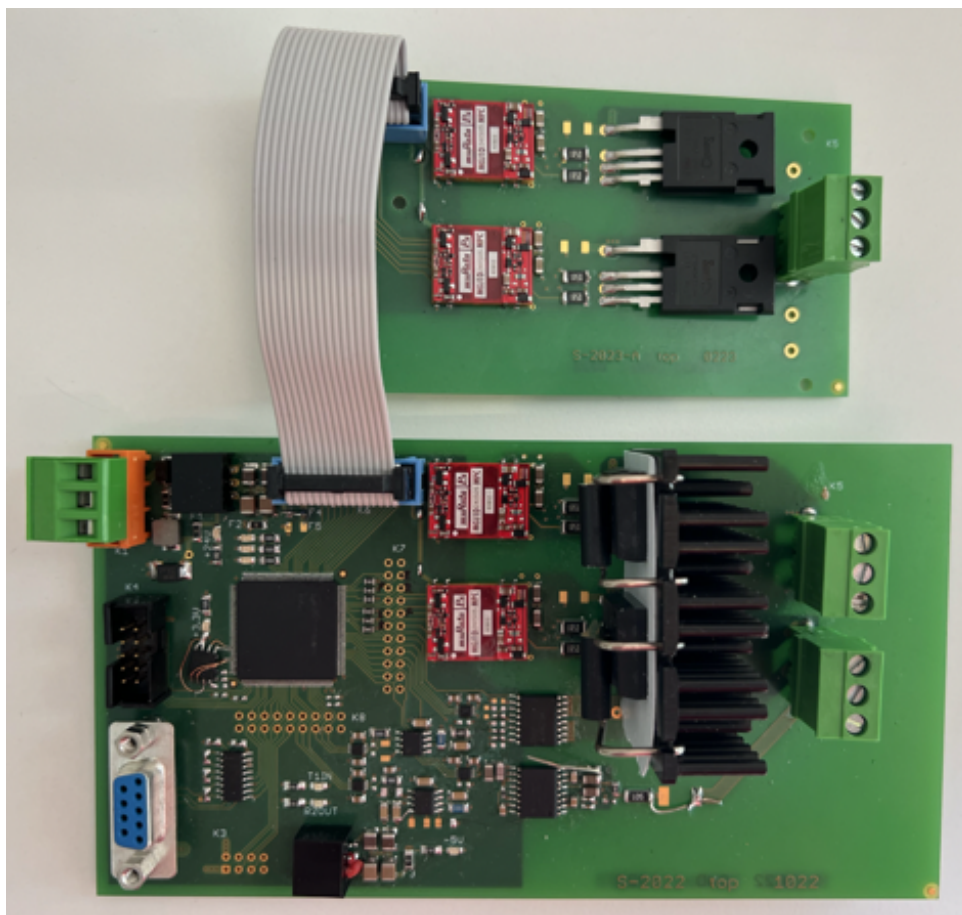
Obrázek 6.3: Blokové schéma zapojení realizované DPS

Generátor je složen ze dvou stejných DPS. První je použita pro měnič napětí, kde je výstup zapojen podle schématu 5.1, pro vytvoření kladného a záporného výstupního napětí koncového stupně. Tranzistory na desce odpovídají tranzistorům T1 a T2 ve schématu. Druhá je použita pro koncový stupeň generátoru (tranzistory T1 a T4), ke které je pomocí konektoru připojena přídatná deska se dvěma antisériově zapojenými výkonovými tranzistory (T2 a T3), pro možnost spínání nulového napětí na výstup. Díky tomu je vytvořeno tříúrovňové zapojení T-typ, které je zobrazeno na obrázku 3.21.

Místo vstupních kondenzátorů C1 a C2 jsou použity výstupní kondenzátory C3 a C4 měniče napětí. Na obrázku 6.4 je zobrazen transformátor použitý pro měnič napětí. Koncový stupeň s přidanou deskou je zobrazen na obrázku 6.5. Na obrázku 6.6 je zobrazeno blokové schéma zapojení celého generátoru.

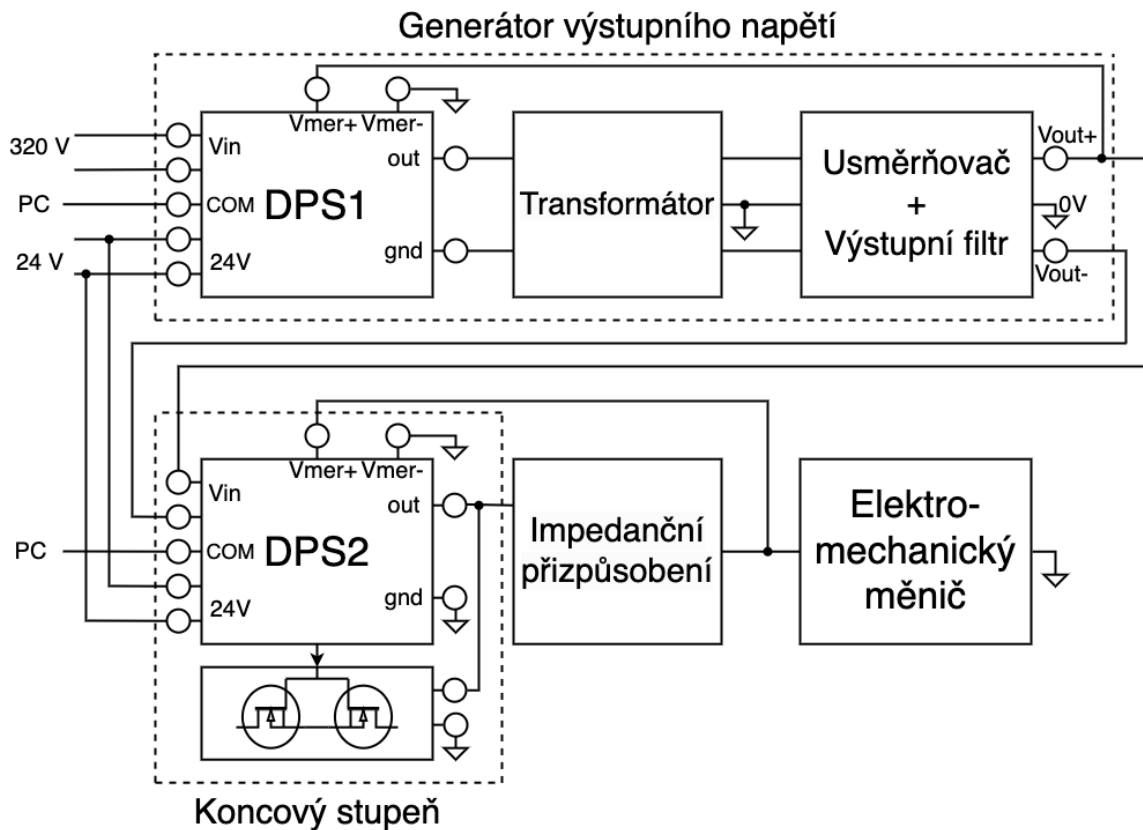


Obrázek 6.4: Transformátor měniče napětí



Obrázek 6.5: Realizace koncového stupně





Obrázek 6.6: Celkové blokové schéma zapojení generátoru

## 6.1 Měření výstupních veličin

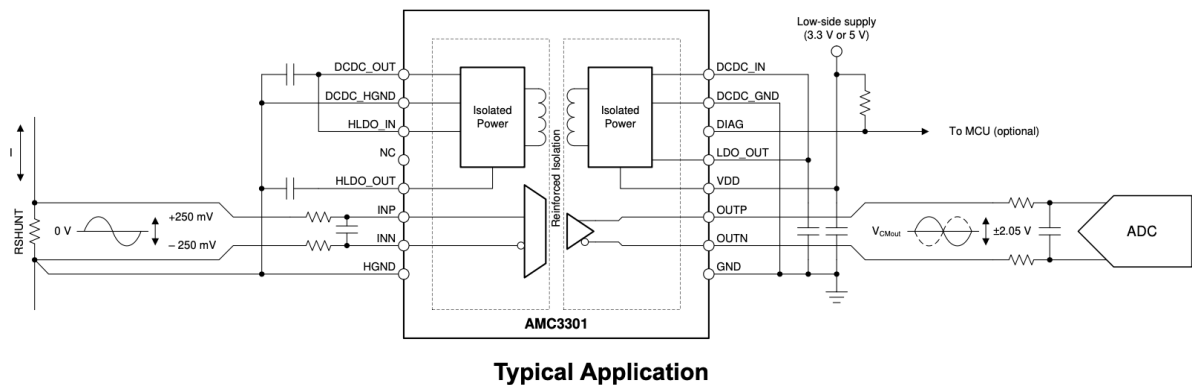
Aby byla možná regulace generátoru za chodu, je nutné nějakým způsobem měřit výstupní veličiny. Pro bezpečné oddělení logické a výkonové části generátoru jsou použity galvanicky oddělené převodníky. Ke každému je dále připojen i převodník na efektivní hodnotu. Všechny veličiny jsou změřeny pomocí čtyř AD převodníků. Díky tomu jsou měřeny okamžité i efektivní hodnoty výstupních napětí a proudů.

### Měření napětí

Pro měření výstupního napětí měniče a napětí na zátěži je použit izolovaný převodník AMC3301 [33], který je připojen k měřenému bodu přes odporový dělič napětí (odpory  $R_1$  a  $R_2$  v blokovém schématu 6.3). Maximální napětí převodníku je  $V_{p,in\_max}=250$  mV. Měřený rozsah výstupního napětí byl zvolen s rezervou  $V_{p,out\_max}=1500$  V. Je zapotřebí tedy dělič napětí v poměru  $\frac{V_{p,in\_max}}{V_{p,out\_max}} = \frac{0,25}{1500} \doteq 1,67 \cdot 10^{-4}$ . Hodnoty odporů v děliči byly zvoleny  $R_{p1}=3$  M $\Omega$  a  $R_{p2}=500$   $\Omega$ . Díky tomu je možné regulovat výstupní napětí



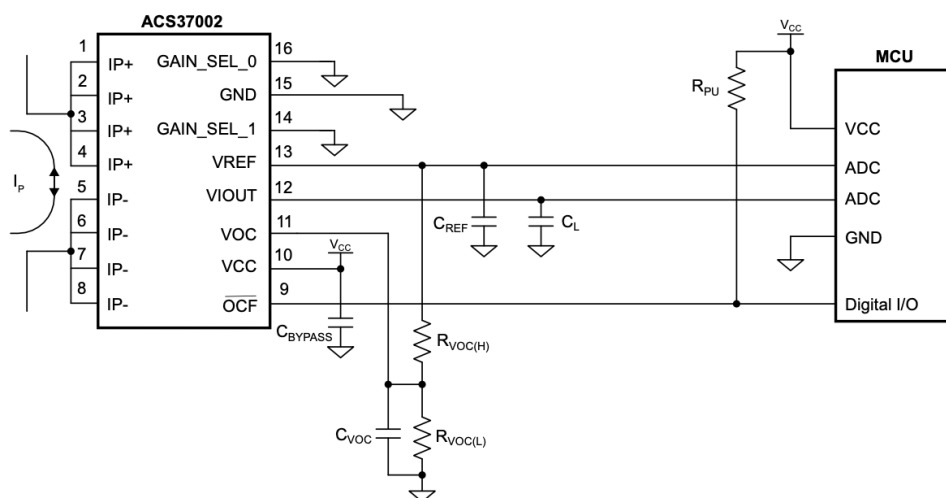
měníče a měřit aktuální napětí na zátěži generátoru.



Obrázek 6.7: Zapojení obvodu AMC3301 [33]

## Měření proudu

Pro měření výstupního proudu je použit izolovaný převodník ACS37002 [34], který má integrovaný bočník, a protéká jím celkový výkonový proud. Takto je měřen proud primárním vinutím měniče a výstupní proud koncového stupně generátoru. Díky tomu je možné regulovat proud primárním vinutím transformátoru a měřit aktuální hodnotu proudu, nebo výkonu (s kombinací měření napětí) připojené zátěže. Maximální proud převodníkem je  $I_{p\_max}=60$  A.



Obrázek 6.8: Zapojení obvodu ACS37002 [34]

## 6.2 Řízení generátoru

Řízení celého generátoru zajišťují procesory SmartFusion 2 od firmy Microsemi. Jedná se o systém na čipu (SoC), který kombinuje procesor ARM a hradlové pole v jednom pouzdře. ARM je použit pro zajištění ovládání generátoru, obsluhu uživatelského rozhraní a komunikaci s počítačem (v budoucnu i s displejem). Hradlové pole je využito pro přesné řízení spínacích signálů budičů měniče napětí a koncového stupně generátoru.

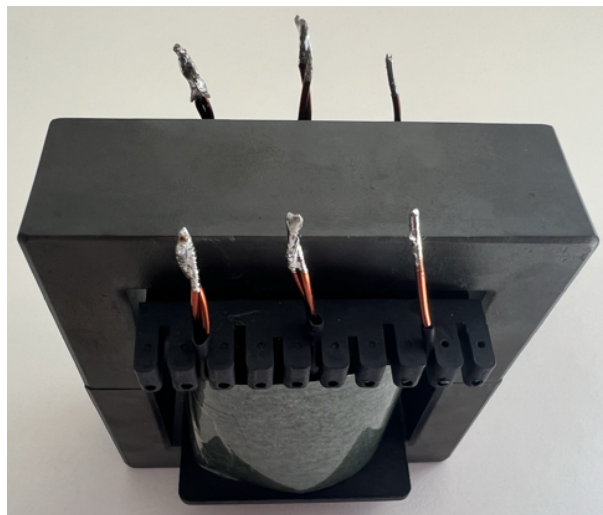
Měnič napětí je řízený PWM signálem o frekvenci  $f_m=100$  [kHz] s řízenou střídou. Měří se zde okamžitá a efektivní hodnota proudu primárního vinutí transformátoru a výstupního napětí měniče, které jsou použity pro řízení střídavy řídicího signálu pomocí PID regulátoru. Střída je regulována pomalu a plynule, aby nedocházelo k velkým špičkovým proudům na primárním vinutí. Měření výstupního napětí slouží jako zpětná vazba k udržování nastavené výstupní hodnoty, která je nastavitelná v rozsahu 150 až 600 V. Pokud výstupní napětí nebo primární proud vzroste nad nastavenou hranici, bude vypnuto buzení tranzistorů.

Koncový stupeň generátoru lze použít ve dvou různých módech. V kontinuálním režimu, s rozsahem frekvencí od 15 kHz do 60 kHz a nastavitelnou střídou v rozsahu 0 až 0,5 (při započítání deadtimu), nebo v pulsním režimu, kde je možné nastavit počet, šířku a frekvenci pulsů v jedné vteřině. Díky měření napětí a proudu na zátěži je možné kontrolovat, jestli nepřekročily nastavené maximální hodnoty. V případě překročení bude vypnuto buzení zátěže.

Generátor lze v tuto chvíli ovládat pouze přes počítač pomocí sériové linky. Pro řízení generátoru je použit existující software společnosti STARMANS electronics. Pomocí počítače lze nastavit výstupní frekvenci a střídu, počet pulsů (pulsní režim), deadtime, výstupní napětí (v případě měniče napětí), maximální hodnoty napětí a proudů pro vypnutí. V budoucnu bude generátor doplněn o dotykový displej EA PLUGL128-6GTC [35], na kterém bude možné nastavit požadované parametry, a bude tedy provozuschopný kdekoliv samostatně.

## 6.3 Impedanční přizpůsobení

Impedanční přizpůsobení je realizováno pomocí tlumivky s jádrem v sérii se sonotrodou. Má několik výstupů pro možnost volby hodnoty indukčnosti. Její jádro je rozdělené na dvě poloviny, takže umožňuje změnu velikosti vzduchové mezery pro zamezení saturace. Hodnota indukčnosti je volena tak, aby rezonanční frekvence výstupního obvodu, tvořeného tlumivkou a kapacitou piezoelektrické zátěže, odpovídala pracovní frekvenci sonotrody. Použitá tlumivka je zobrazena na obrázku 6.9.



**Obrázek 6.9:** Použitá výstupní tlumivka

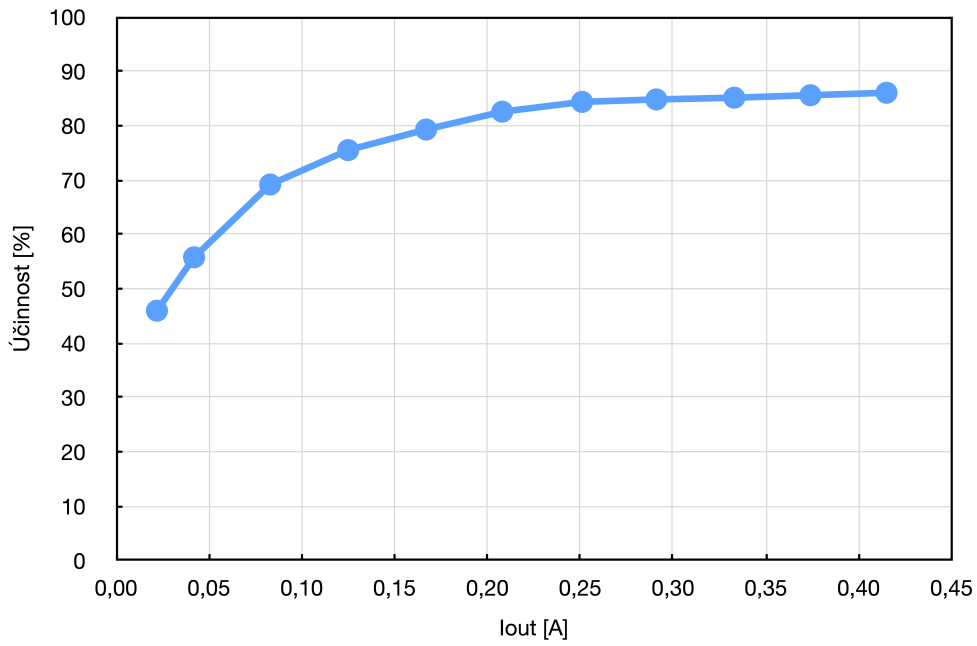


## Kapitola 7

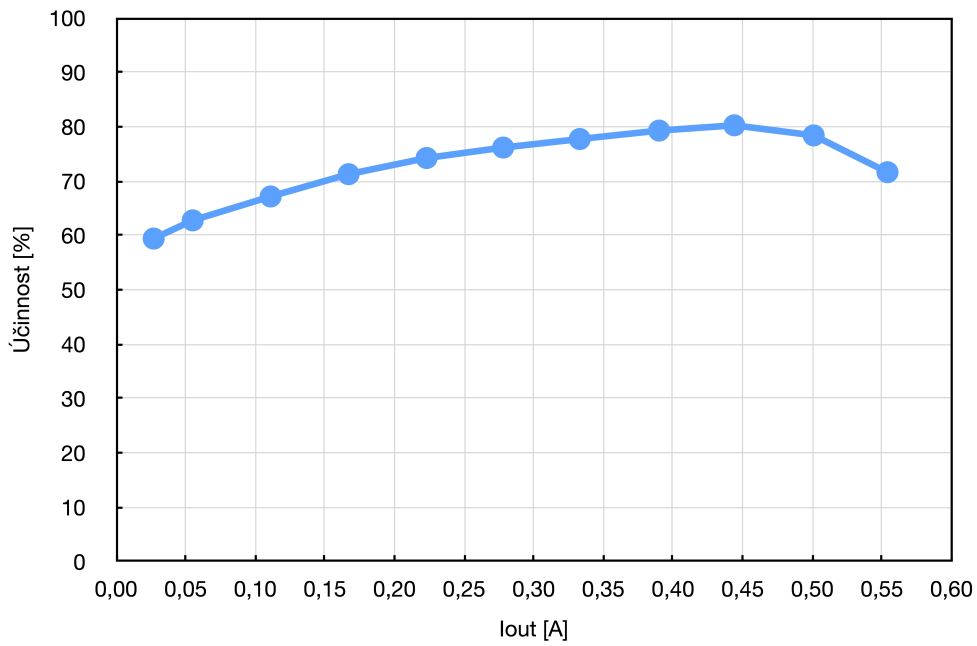
### Testování generátoru

#### 7.1 Měření zatíženého měniče napětí

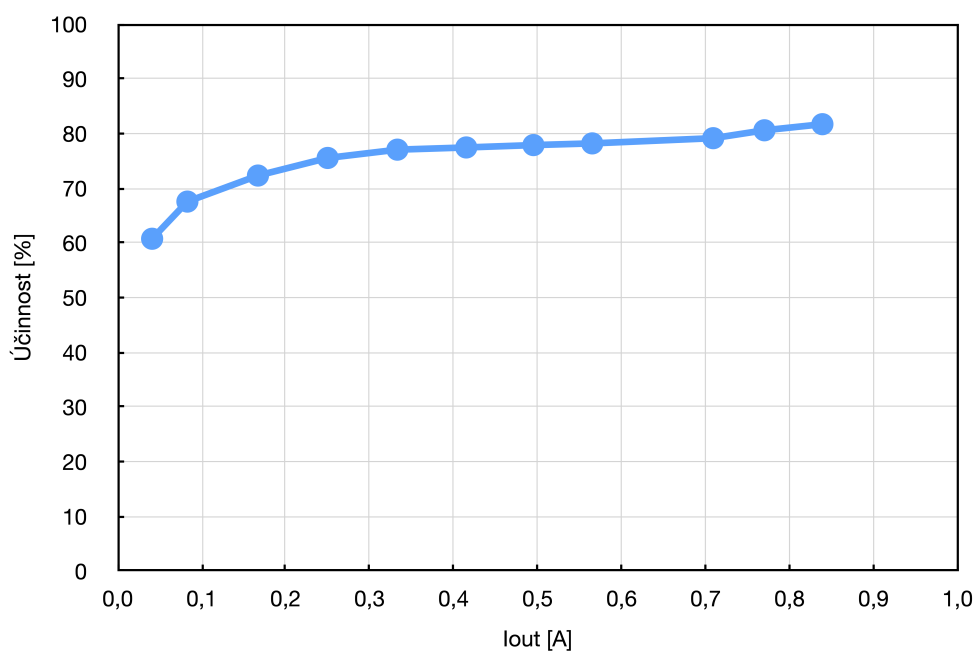
Měnič napětí byl nejdříve měřen bez koncového stupně, aby byl otestován správný chod regulace a změřena jeho účinnost. Napájen byl ze zdroje 320 V. Měření účinnosti proběhlo na čtyřech napěťových úrovních výstupu, 300 V, 600 V, 900 V a 1200 V, se zátěží připojenou mezi kladný a záporný výstup měniče. Byl tedy měřen celkový výkon měniče napětí. Z důvodu, že nebyla k dispozici vhodná výkonová zátěž, byla účinnost měniče měřena v pulsním režimu v ustálené oblasti. Pro výpočet výkonů byly použity průměrné hodnoty z deseti po sobě jdoucích průběhů. Změřené průběhy účinnosti jsou zobrazeny na obrázcích 7.1, 7.2, 7.3 a 7.4. Při měření byla aktivní regulace výstupního napětí. Všechny změřené hodnoty a příklady průběhů napětí a proudů měniče jsou zahrnuty v příloze B.



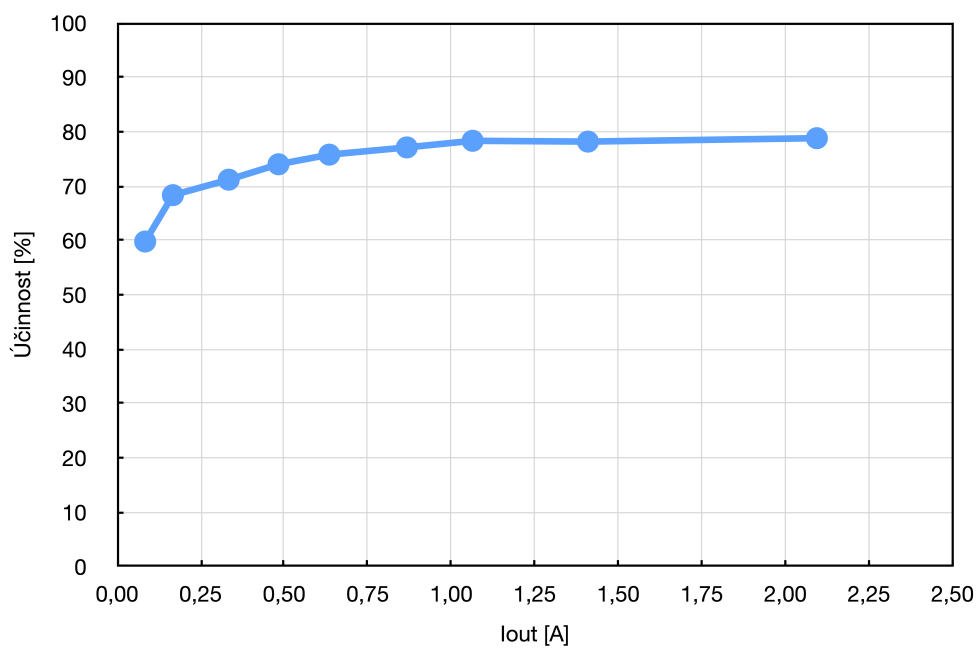
**Obrázek 7.1:** Změřená účinnost měniče napětí,  $V_{out} = 1200 V$



**Obrázek 7.2:** Změřená účinnost měniče napětí,  $V_{out} = 900 V$



**Obrázek 7.3:** Změřená účinnost měniče napětí,  $V_{out} = 600 V$

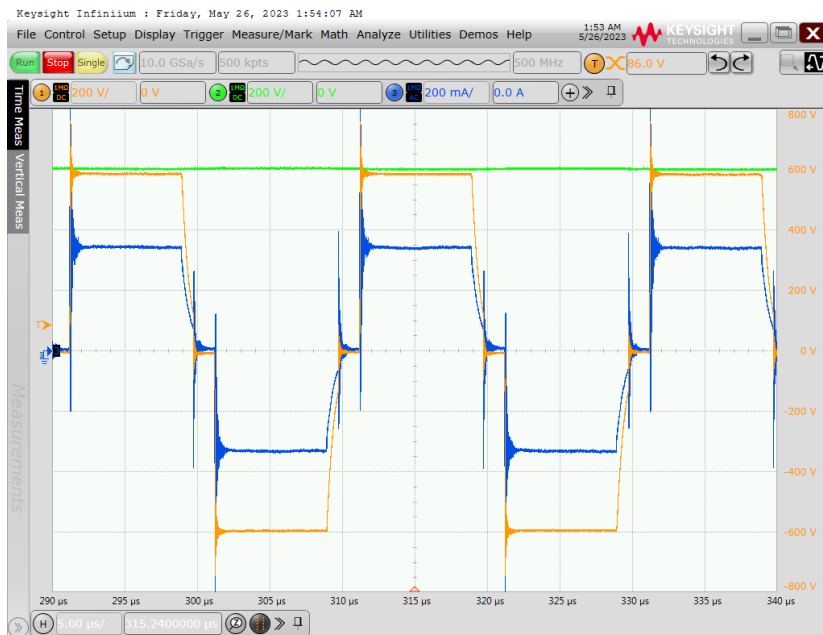


**Obrázek 7.4:** Změřená účinnost měniče napětí,  $V_{out} = 300 V$

## 7.2 Měření na zátěži generátoru

### 7.2.1 Odporová zátěž

První měření výstupních veličin proběhlo s odporovou zátěží. Zelený průběh odpovídá výstupnímu napětí měniče, které je přivedeno na koncový stupeň. Oranžový průběh odpovídá napětí na zátěži. Modrý průběh znázorňuje proud zátěží. Na obrázku 7.5 je zobrazen příklad průběhů napětí a proudu. Ostatní měření jsou zahrnuta v příloze C.

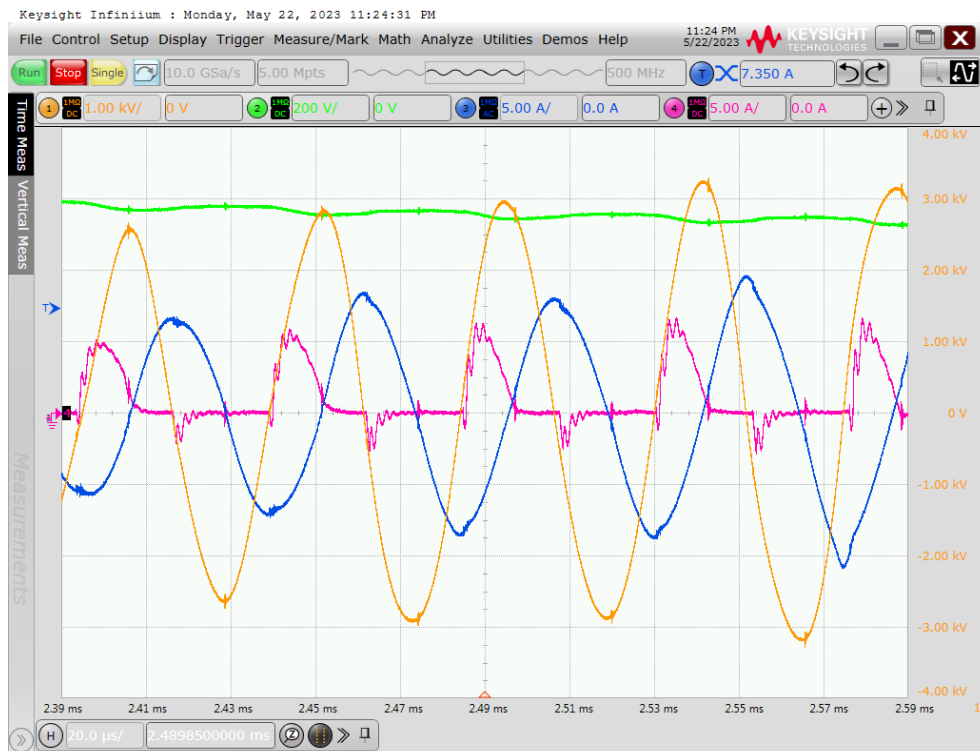


**Obrázek 7.5:** Výstupní průběhy na odporové zátěži,  $R_Z=1,8 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{out}=600 \text{ V}$ ,  $D=0,45$ ,  $f_s=50 \text{ kHz}$

### 7.2.2 Piezoelektrická zátěž

Další měření proběhlo při buzení vybraných měničů na jejich pracovní frekvenci. Zelený průběh odpovídá výstupnímu napětí měniče, které je přivedeno na koncový stupeň. Oranžový průběh odpovídá napětí na zátěži. Modrý průběh znázorňuje proud zátěží. Růžový průběh odpovídá proudu odebíranému z výstupu měniče napětí. Na obrázku 7.6 jsou zobrazeny výstupní průběhy při buzení sonotrody 1 o průměru  $d=15 \text{ mm}$ . V příloze C jsou zobrazeny další příklady změřených průběhů.





**Obrázek 7.6:** Výstupní průběhy na sonotrodě 1,  $V_{out}=600$  V,  $D=0,25$ ,  $f_s=21,5$  kHz



## Kapitola 8

### Závěr

V práci byl popsán princip a využití ultrazvukových generátorů a jejich měničů. Byla popsána možná zapojení jednotlivých částí generátoru, konkrétně vstupního usměrňovače, obvodu pro PFC, generátoru výstupního napětí a koncového stupně. Následovalo porovnání výkonových tranzistorů na bázi Si, SiC a GaN, u kterých byly popsány jejich výhody a oblasti využití.

Na základě zjištěných poznatků byl navrhnut a realizován prototyp ultrazvukového generátoru, skládající se z měniče napětí, koncového stupně a řídicí elektroniky. Vstupní usměrňovač a obvod pro PFC nebyly z časových důvodů realizovány. Pro měnič napětí je využita upravená topologie half-bridge, aby bylo vytvořeno symetrické napájecí napětí pro koncový stupeň. Tato topologie, která využívá pouze dva spínací prvky a jejich budiče, je dostačující pro dodání zadaného výkonu 500 W. Koncový stupeň je použitý tříúrovňový v zapojení T-typ, které vyžaduje na rozdíl od ostatních tříúrovňových topologií pouze čtyři spínací prvky.

Pro měnič napětí i koncový stupeň byly na základě porovnání technologií vybrány výkonové SiC tranzistory. Důvodem byla poměrně vysoká spínací frekvence měniče 100 kHz, kde se využívá nižších spínacích ztrát technologie SiC. Koncový stupeň v této realizaci vyžaduje, aby blokovácí napětí použitých tranzistorů bylo vyšší než dvojnásobek maximálního výstupního napětí, tedy 1200 V. Tomuto požadavku vyhověla pouze technologie SiC.

Pro řízení a obsluhu realizovaného generátoru je použit existující software společnosti STARMANS electronics, který nevznikal během této práce. Pomocí počítače je možné nastavit velikost výstupního napětí, které bude aktivně udržováno, v zadaném rozmezí 150 V až 600 V. Dále je možné nastavit frekvenci budičeho signálu od 15 kHz do 60 kHz, a jeho střihu od 0 do 0,5 se započtením dead time. Pro ochranu generátoru a připojené zátěže lze nastavit maximální hodnoty výstupních napětí a proudů, při jejichž překročení bude zastaven chod generátoru.

Generátor byl úspěšně otestován s odporovou i piezoelektrickou zátěží. Výstupní průběhy veličin jsou v práci uvedené. Dále byl zkoušen samostatný měnič napětí, a bylo ověřeno že dokáže dodat celkový požadovaný výkon 500 W. Průběhy veličin měniče a jeho změřená účinnost pro různá výstupní napětí jsou také uvedeny.

### ■ Možná vylepšení

Generátor nebyl dokončen zcela podle představ. Z časových důvodů nebylo realizováno napájení generátoru z elektrické sítě. Generátor bude doplněn o můstkový usměrňovač a obvod pro PFC. Dále je v plánu připojení dotykového displeje pro ovládání generátoru a možné sledování aktuálního stavu. Z důvodu poměrně velkých proudů na primárním vinutí transformátoru měniče napětí, způsobených upraveným zapojením, bude zvážena změna topologie na full-bridge. To by zajistilo snížení primárních proudů díky dvojnásobnému napětí spínanému na primární vinutí transformátoru. Také by umožnilo dodání vyššího výstupního výkonu generátoru.



## Literatura

1. ŠTARMAN. *Konstrukce Generátoru a Budiče Výkonových Sonotrod*. Praha, 2021. Dostupné také z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/94716>. Bakalářská práce. České Vysoké Učení Technické.
2. HIELSCHER ULTRASONICS. *Ultrasonic Homogenizers for Liquid Processing*. 2023-05-17. Dostupné také z: <https://www.hielscher.com/ultrasonic-homogenizers-for-liquid-processing-3.htm>.
3. SONOTRONIC Nagel GmbH / Home [online] [cit. 2023-05-17]. Dostupné z: <https://sonotronic.de/en/>.
4. ULTRASONIC POWER. *Setting the Standard for Industrial Ultrasonic Cleaners*. 2023-05-17. Dostupné také z: <https://www.upcorp.com>.
5. VIVEK T. RATHOD. *A Review of Electric Impedance Matching Techniques for Piezoelectric Sensors, Actuators and Transducers*. [B.r.].
6. MAGNO, Michele; PORCARELLI, Danilo; BENINI, Luca; BRUNELLI, Davide. A power-aware multi harvester power unit with hydrogen fuel cell for embedded systems in outdoor applications. In: *2013 International Green Computing Conference Proceedings* [online]. Arlington, VA, USA: IEEE, 2013, s. 1–6 [cit. 2023-05-21]. ISBN 978-1-4799-0623-9. Dostupné z DOI: 10.1109/IGCC.2013.6604509.
7. RASHID, Muhammad H. (ed.). *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications*. 3rd ed. Burlington, MA: Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.
8. TOSHIBA. Power Factor Correction (PFC) Circuits. 2019. Dostupné také z: [https://toshiba.semicon-storage.com/info/application\\_note\\_en\\_20191106\\_AKX00080.pdf?did=68570](https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20191106_AKX00080.pdf?did=68570).
9. BERNARD KEOGH. Power Factor Correction Using the Buck Topology—Efficiency Benefits and Practical Design Considerations. In: Texas Instruments, 2010.
10. MAPPUS, Steve. *POWER CONVERTER TOPOLOGY TRENDS*. FAIRCHILD, 2014.

11. ZEHENDNER, Markus; ULMANN, Matthias. *Power Topologies Handbook*. Harte Hanks, 2016. Dostupné také z: <https://www.ti.com/tool/POWERSTAGE-DESIGNER#Technical%20Documents>.
12. *Gate Drivers and Gate Driving with SiC MOSFETs | Wolfspeed* [online] [cit. 2023-05-18]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/gate-drives-and-gate-driving-with-sic-mosfets/>.
13. HADDEN, Will. PROTECTING POWER DEVICES IN ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS. In: Texas Instruments, [b.r.]. Dostupné také z: [https://www.ti.com/lit/ml/slyp764/slyp764.pdf?ts=1679995707922&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ml/slyp764/slyp764.pdf?ts=1679995707922&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
14. ŠTĚPÁNEK, Jan. *Využití SiC polovodičových součástek ve výkonové elektronice*. Plzeň, 2019. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni.
15. AG, Infineon Technologies. *IPW60R070CFD7 - Infineon Technologies* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/ipw60r070cfd7/>.
16. *C3M0060065D 650 V; 60 mOhm; Discrete SiC MOSFET | Wolfspeed* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/650v-silicon-carbide-mosfets/>.
17. AG, Infineon Technologies. *IGO60R070D1 - Infineon Technologies* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gan-hemt-gallium-nitride-transistor/igo60r070d1/>.
18. AG, Infineon Technologies. *IPW90R120C3 - Infineon Technologies* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/500v-950v/ipw90r120c3/>.
19. *C3M0065090D 900 V; 65 mOhm; Discrete SiC MOSFET | Wolfspeed* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/900v-silicon-carbide-mosfets/>.
20. *1200V | 40mOhm SiC 4L MOSFET, GP2T040A120H* [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://www.semiq.com/en-us/component/sellacious/1200v-40m%CF%89-sic-4l-mosfet?Itemid=1133>.
21. TOSHIBA. *MOSFET in 4-Pin TO-247-4L Package (TK25Z60X) Reference Guide*. 2018.
22. TEXAS INSTRUMENTS. *UCC21710 10-A Source/Sink Reinforced Isolated Single Channel Gate Driver for SiC/IGBT with Active Protection, Isolated Analog Sensing and High-CMTI*. 2020. Dostupné také z: <https://www.ti.com/product/UCC21710?keyMatch=UCC21710&tisearch=search-everything&usecase=GPN-ALT>.

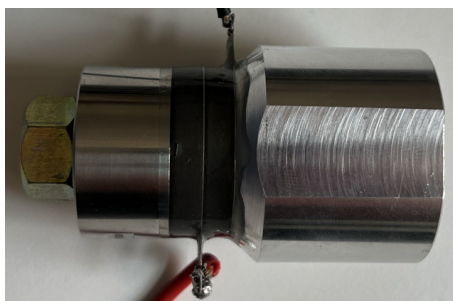
23. MICROSEMI. *Silicon Carbide N-Channel Power MOSFET, MSC750SMA170B4*. 2020. Dostupné také z: [https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/PSDS/ProductDocuments/DataSheets/Microsemi\\_MSC750SMA170B4\\_SiC\\_MOSFET\\_Datasheet\\_A.PDF](https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/PSDS/ProductDocuments/DataSheets/Microsemi_MSC750SMA170B4_SiC_MOSFET_Datasheet_A.PDF).
24. VACUUMSCHMELZE. *Nanocrystalline VITROPERM EMC Products*. Dostupné také z: <https://vacuumschmelze.com/Nanocrystalline-Material>.
25. INFINEON. *650V CoolSiCTM MOSFET, IMZA65R048M1H*. 2019. Dostupné také z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/silicon-carbide/discretes/imza65r048m1h/>.
26. LITTELFUSE. *LSIC2SD170B10 1700 V, 10 A SiC Schottky Barrier Diode* [online]. 2020-08-24 [cit. 2023-05-03]. Dostupné z: <https://www.littelfuse.com/products/power-semiconductors/silicon-carbide/sic-schottky-diodes/lxic2sd170b10.aspx?desktop=true>.
27. PACK LITZ WIRE. *RUPALIT SAFETY*. Dostupné také z: <https://www.packlitzwire.com/products/litz-wires/rupalit-safety/>.
28. MURATA. *Isolated Gate Drive DC-DC Convertor, MGJ1D241505MPC* [online] [cit. 2023-04-26]. Dostupné z: <https://www.murata.com/en-us/products/productdetail?partno=MGJ1D241505MPC>.
29. *Silicon Carbide (SiC) Schottky Diode, GAP3SLT33-214* [GeneSiC Semiconductor, Inc] [online] [cit. 2023-05-25]. Dostupné z: <https://genesicsemi.com/sic-schottky-mps/>.
30. ROHM SEMICONDUCTOR. *Application Note-Calculation of Power Loss (Synchronous)*. 2016-10. Dostupné také z: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/power\\_loss\\_appli-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf).
31. OHMITE. *P Series Heatsinks, Forged Pin Fin heatsink for TO-247 and TO-264 devices*. Dostupné také z: [https://www.ohmite.com/assets/docs/sink\\_p.pdf?r=false](https://www.ohmite.com/assets/docs/sink_p.pdf?r=false).
32. MICROCHIP. *SmartFusion® 2 FPGAs*. Dostupné také z: <https://www.microchip.com/en-us/products/fpgas-and-plds/system-on-chip-fpgas/smartfusion-2-fpgas>.
33. *AMC3301 data sheet, product information and support | TI.com* [online] [cit. 2023-05-26]. Dostupné z: <https://www.ti.com/product/AMC3301?keyMatch=AMC3301&tisearch=search-everything&usecase=GPN>.
34. *ACS37002: 400 kHz, High Accuracy Current Sensor* [online] [cit. 2023-05-26]. Dostupné z: <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs37002>.
35. DISPLAY VISIONS. *EA PLUG-Series*, 2022. Dostupné také z: <https://www.displayvisions.us/products/rs232.html>.





## Příloha A

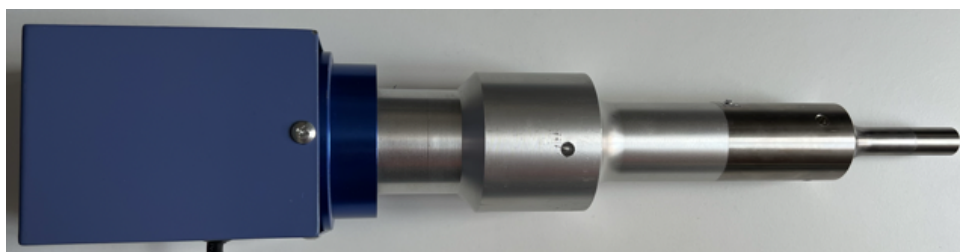
### Fotografie použitých měničů



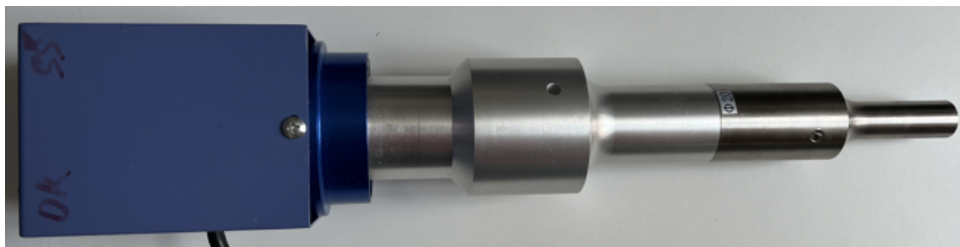
Obrázek A.1: Piezoelektrický měnič pro ultrazvukové čističky



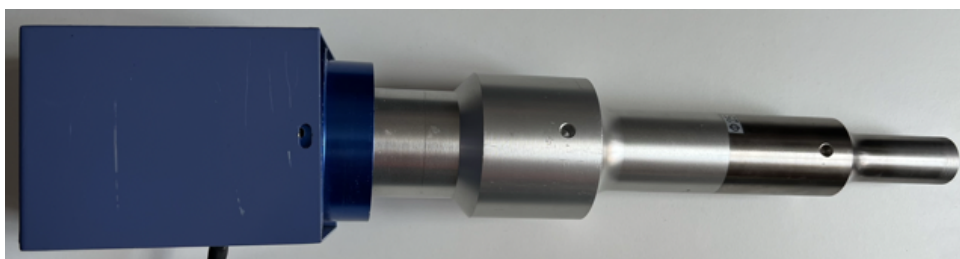
Obrázek A.2: Piezoelektrický měnič pro ultrazvukové čističky s přidanou mechanickou soustavou



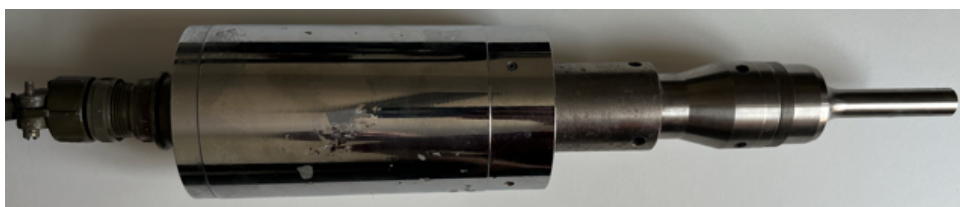
Obrázek A.3: Sonotroda pro sonochemii, průměr  $D=15$  mm



**Obrázek A.4:** Sonotroda pro sonochemii, průměr  $D=20$  mm



**Obrázek A.5:** Sonotroda pro sonochemii, průměr  $D=25$  mm



**Obrázek A.6:** Sonotroda pro sonochemii značky Branson

## Příloha B

### Měření měniče napětí

#### B.1 Průběhy veličin

Zelený průběh odpovídá výstupnímu napětí měniče. Oranžový průběh odpovídá napětí na primárním vinutí transformátoru. Modrý průběh znázorňuje měřený proud určený v popisku obrázku. Při měření byla aktivní regulace výstupu, která řídí střidu budicího signálu. Průběhy proudů mohou tedy být trochu nesymetrické nebo zkreslené. Výstupní napětí je ale regulováno správně.

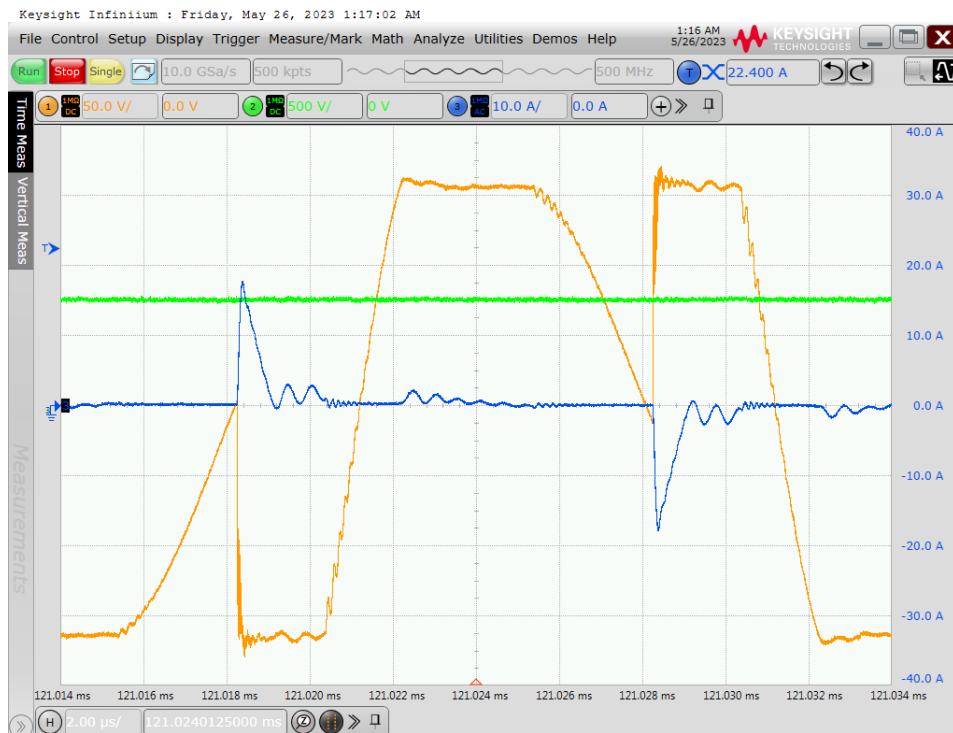


Obrázek B.1: Proud primárním vinutím,  $V_{out}=300\text{ V}$ ,  $R_Z=3,7\text{k}\Omega$

## B. Měření měniče napětí



Obrázek B.2: Proud sekundárním vinutím,  $V_{out}=300$  V,  $R_Z=3,7k\Omega$



Obrázek B.3: Proud primárním vinutím,  $V_{out}=700$  V,  $R_Z=1,2k\Omega$



Obrázek B.4: Proud sekundárním vinutím,  $V_{out}=700\text{ V}$ ,  $R_Z=1,2\text{k}\Omega$

## B.2 Změřené hodnoty pro výpočet účinnosti

### ■ 1200 V

$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$U_{out}$ [V]	$I_{out}$ [A]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0,179	57,3	1196	0,022	26,3	45,9
0,282	90,2	1198	0,042	50,3	55,8
0,449	143,7	1197	0,083	99,4	69,1
0,620	198,4	1198	0,125	149,8	75,5
0,790	252,8	1200	0,167	200,4	79,3
0,948	303,4	1204	0,208	250,4	82,6
1,114	356,5	1198	0,251	300,7	84,4
1,289	412,5	1202	0,291	349,8	84,8
1,478	473,0	1209	0,333	402,6	85,1
1,643	525,8	1203	0,374	449,9	85,6
1,827	584,6	1212	0,415	503,0	86,0

## ■ 900 V

$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$U_{out}$ [V]	$I_{out}$ [A]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0,128	41,0	901	0,027	24,3	59,4
0,246	78,7	898	0,055	49,4	62,7
0,465	148,8	900	0,111	99,9	67,1
0,663	212,2	905	0,167	151,1	71,2
0,847	271,0	902	0,223	201,1	74,2
1,027	328,6	900	0,278	250,2	76,1
1,212	387,8	905	0,333	301,4	77,7
1,387	443,8	902	0,390	351,8	79,3
1,560	499,2	902	0,444	400,5	80,2
1,810	579,2	906	0,501	453,9	78,4
2,169	694,1	897	0,554	496,9	71,6

## ■ 600 V

$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$U_{out}$ [V]	$I_{out}$ [A]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0,127	40,6	602	0,041	24,7	60,7
0,232	74,2	604	0,083	50,1	67,5
0,431	137,9	597	0,167	99,7	72,3
0,626	200,3	605	0,250	151,3	75,5
0,812	259,8	601	0,333	200,1	77,0
1,000	320,0	597	0,415	247,8	77,4
1,204	385,3	606	0,495	300,0	77,9
1,353	433,0	599	0,565	338,4	78,2
1,697	543,0	606	0,709	429,7	79,1
1,804	577,3	604	0,770	465,1	80,6
1,926	616,3	600	0,839	503,4	81,7

## ■ 300 V

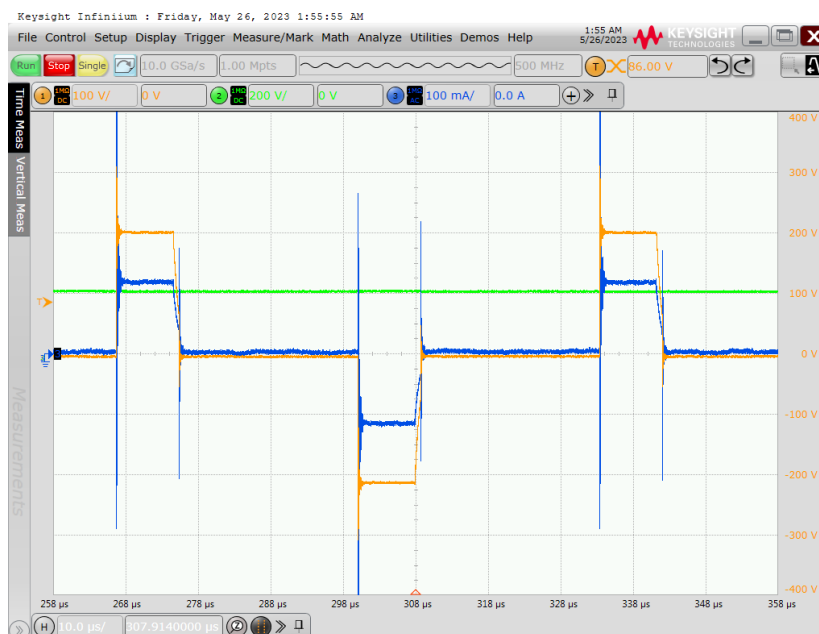
$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$U_{out}$ [V]	$I_{out}$ [A]	$P_{out}$ [W]	$\eta$ [%]
0,130	41,6	296	0,084	24,9	59,8
0,230	73,6	301	0,167	50,3	68,3
0,446	142,7	304	0,334	101,5	71,1
0,608	194,6	298	0,483	143,9	74,0
0,799	255,7	305	0,635	193,7	75,7
1,051	336,3	299	0,867	259,2	77,1
1,257	402,2	296	1,064	314,9	78,3
1,679	537,3	298	1,409	419,9	78,1
2,492	797,4	300	2,094	628,2	78,8

## Příloha C

### Měření výstupních veličin

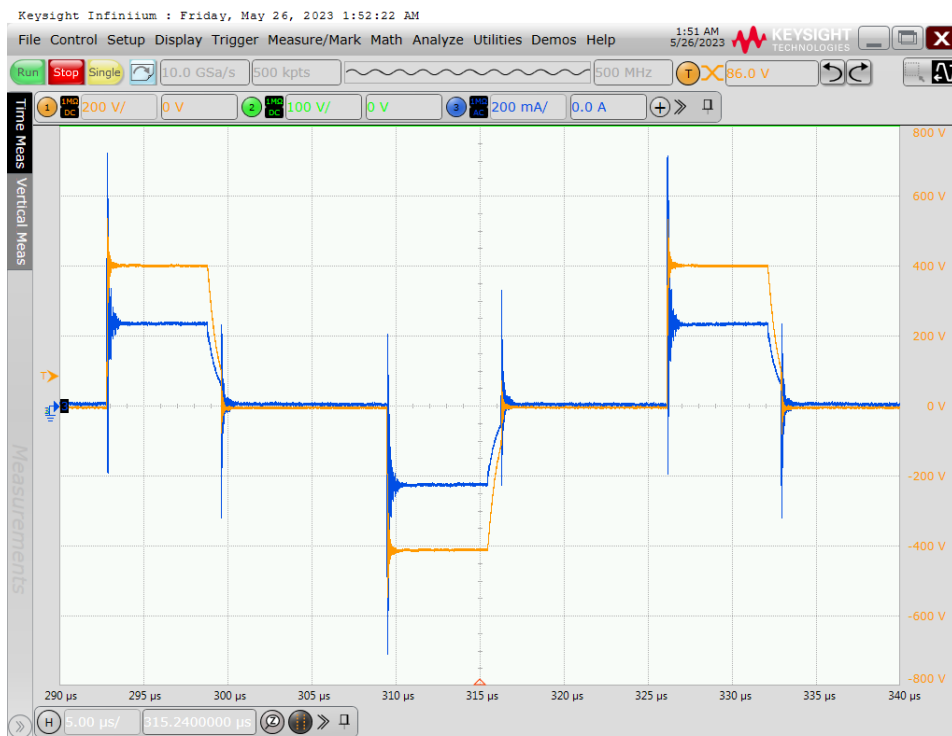
V této příloze jsou zobrazeny průběhy na výstupu generátoru. V první části jsou zobrazeny průběhy na odporové zátěži. V druhé pak průběhy na vybraných sonotrodách. Zelený průběh odpovídá výstupnímu napětí měniče, které je přivedeno na koncový stupeň. Oranžový průběh odpovídá napětí na zátěži. Modrý průběh znázorňuje proud zátěží. Růžový průběh odpovídá proudu odebíranému z výstupu měniče napětí. Na obrázcích jsou uvedena měřítka pro jednotlivé signály. Měřítka pro stejné veličiny nemusí být shodná.

#### C.1 Průběhy na odporové zátěži

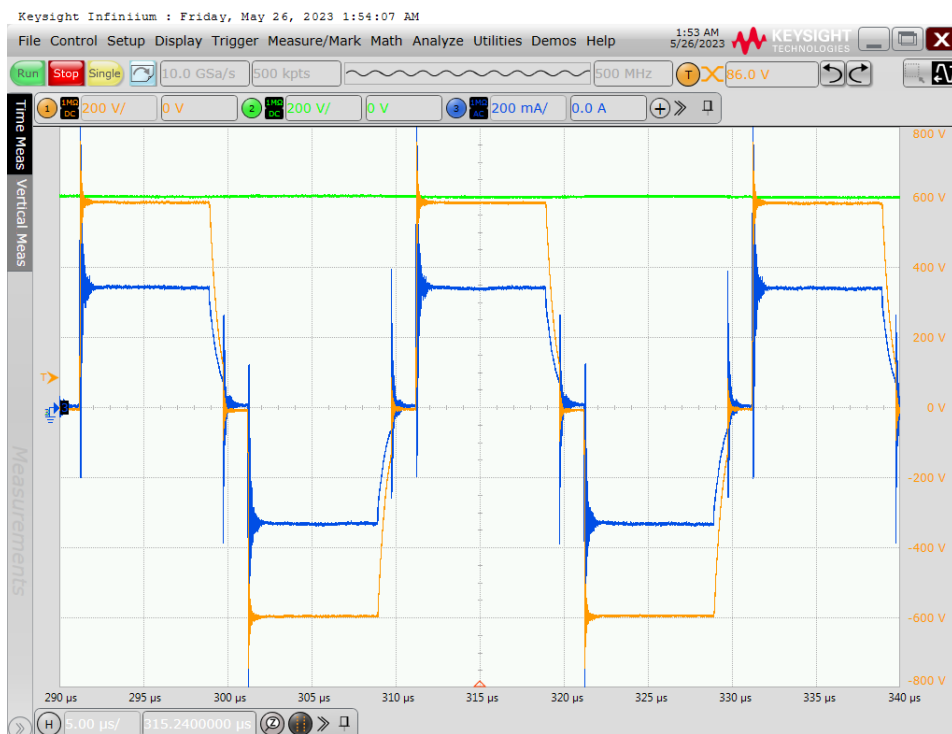


**Obrázek C.1:** Výstupní průběhy na odporové zátěži  $R_Z=1,8 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{out}=200 \text{ V}$ ,  $D=12,5$ ,  $f_s=15 \text{ kHz}$

### C. Měření výstupních veličin



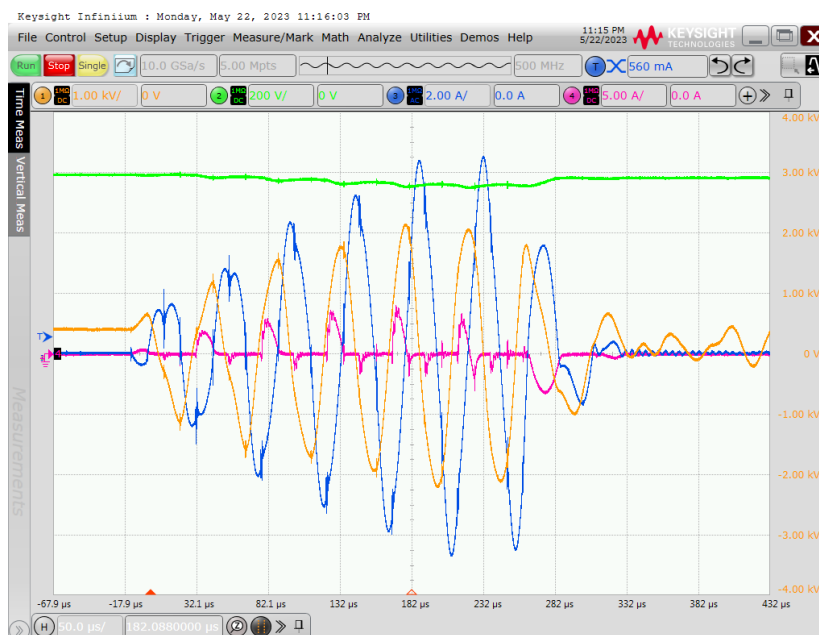
**Obrázek C.2:** Výstupní průběhy na odporové zátěži  $R_Z=1,8 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{out}=400 \text{ V}$ ,  $D=20$   $f_s=30 \text{ kHz}$



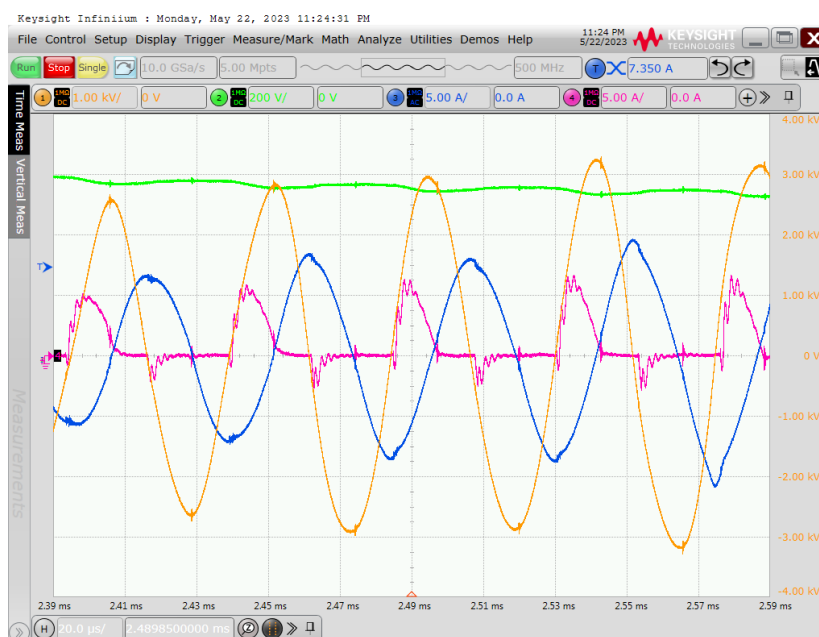
**Obrázek C.3:** Výstupní průběhy na odporové zátěži  $R_Z=1,8 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{out}=600 \text{ V}$ ,  $D=45$   $f_s=50 \text{ kHz}$



## C.2 Průběhy na testovaných sonotrodách

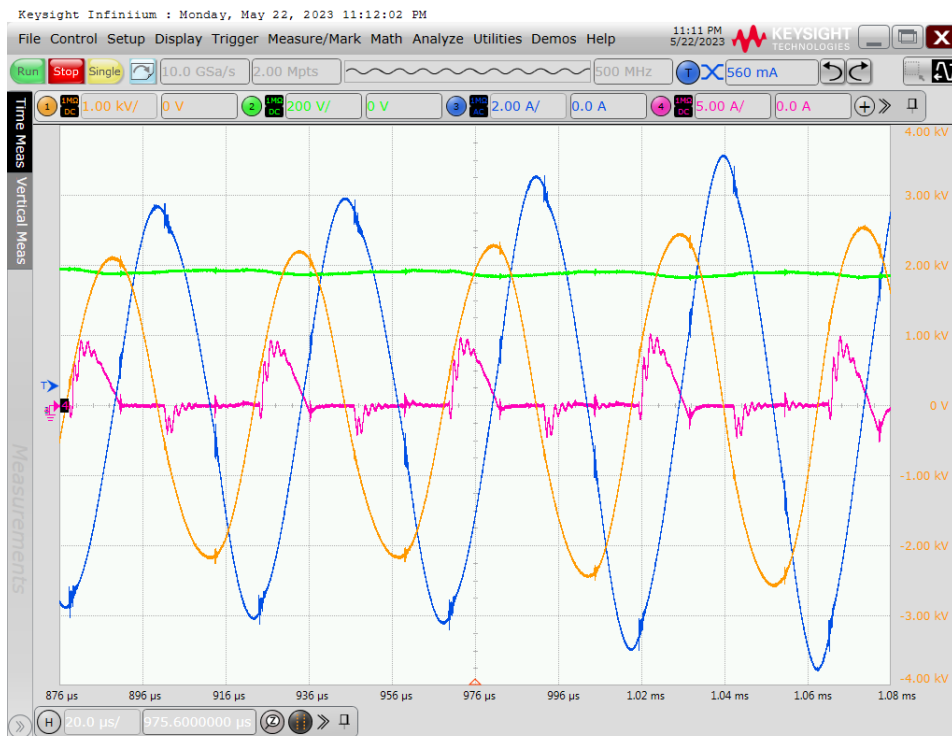


Obrázek C.4: Průběhy na sonotrodě  $d=15$  mm,  $V_{out}=600$  V, 12 pulsů

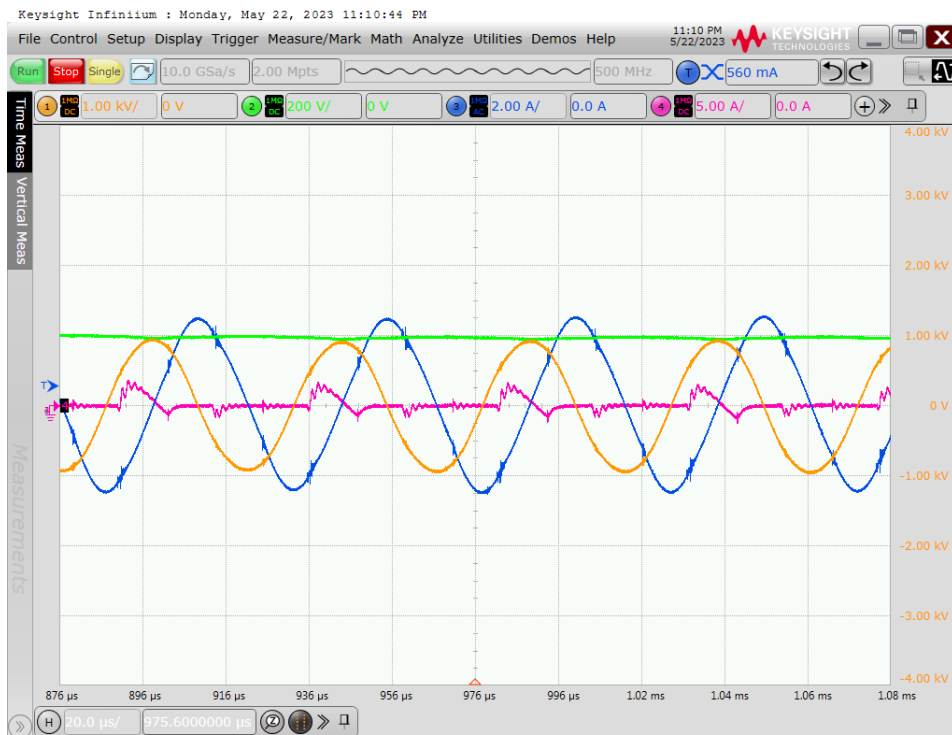


Obrázek C.5: Průběhy na sonotrodě  $d=15$  mm,  $V_{out}=600$  V, ustálený stav

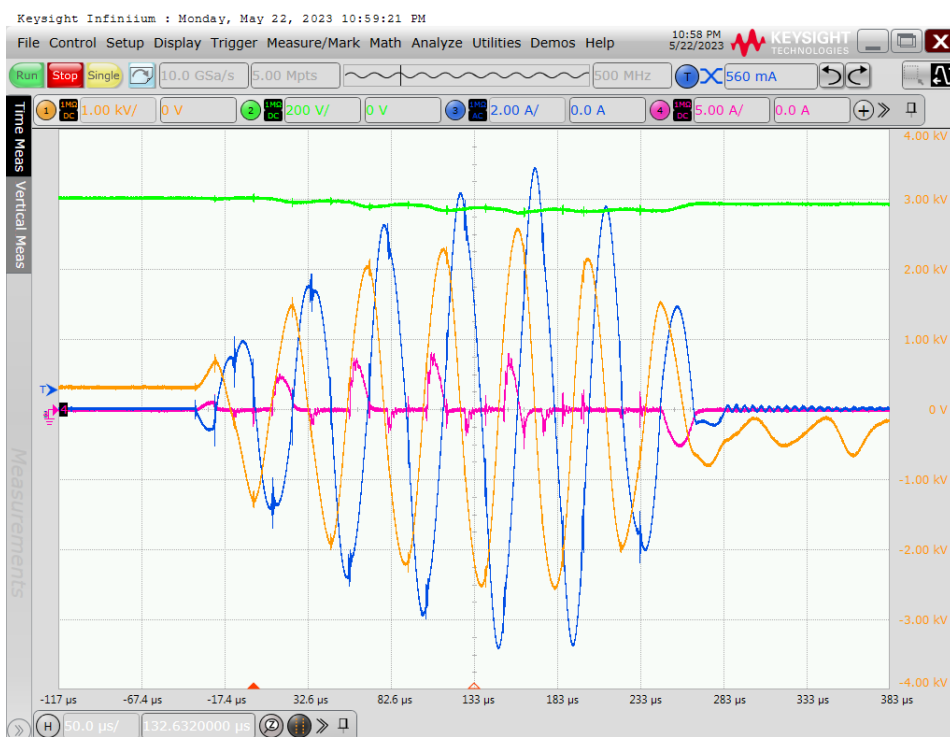
### C. Měření výstupních veličin



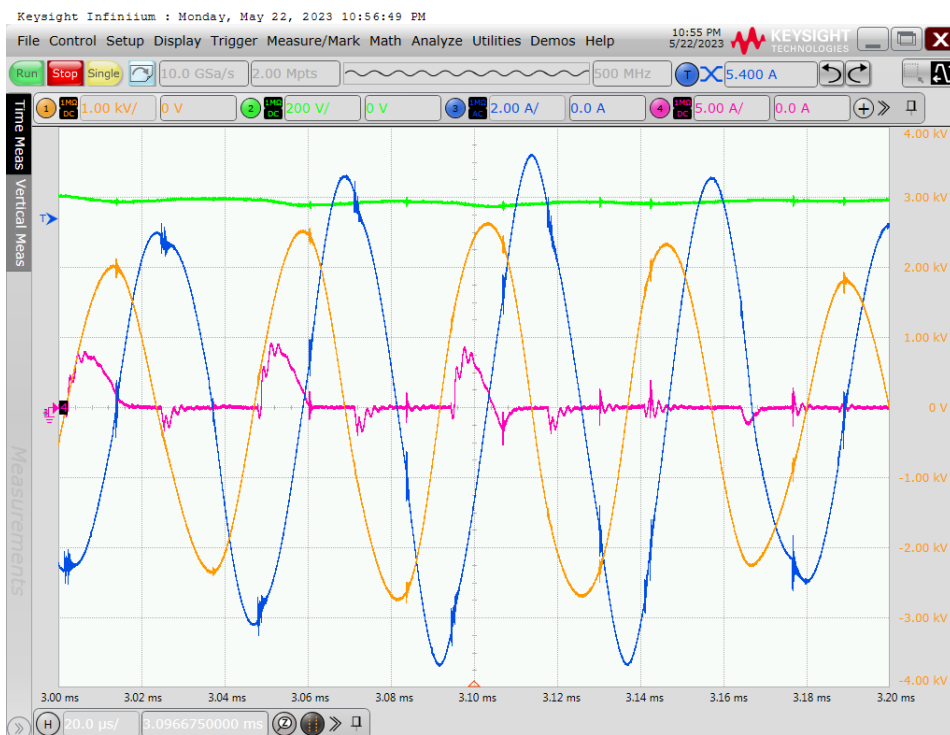
Obrázek C.6: Průběhy na sonotrodě  $d=15$  mm,  $V_{out}=400$  V, ustálený stav



Obrázek C.7: Průběhy na sonotrodě  $d=15$  mm,  $V_{out}=200$  V, ustálený stav

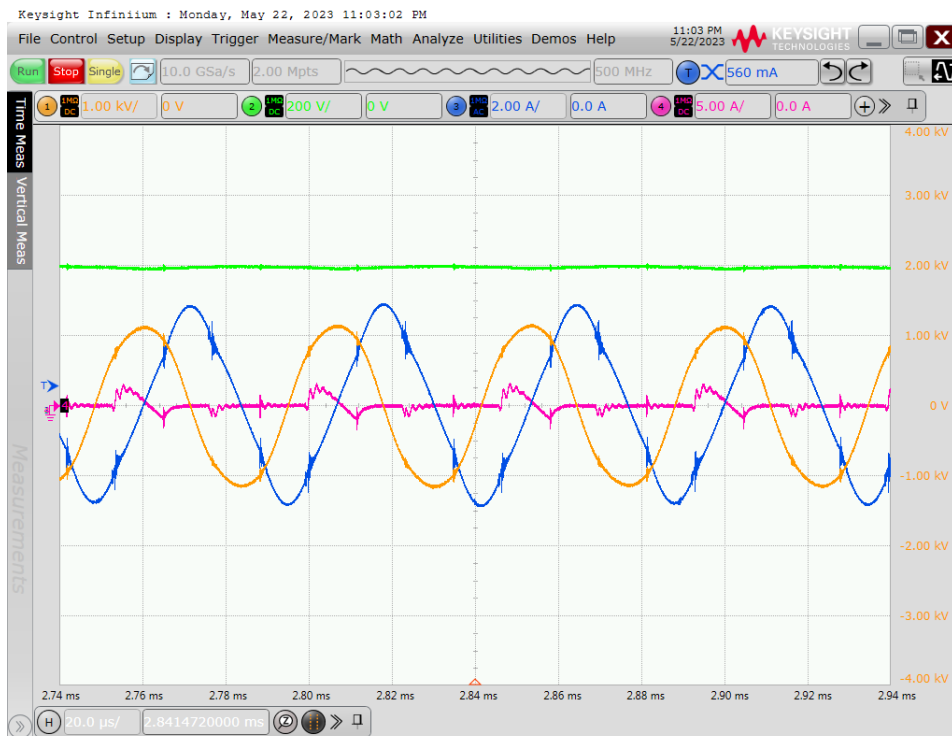


Obrázek C.8: Průběhy na sonotrodě  $d=20$  mm,  $V_{out}=600$  V, 12 pulsů

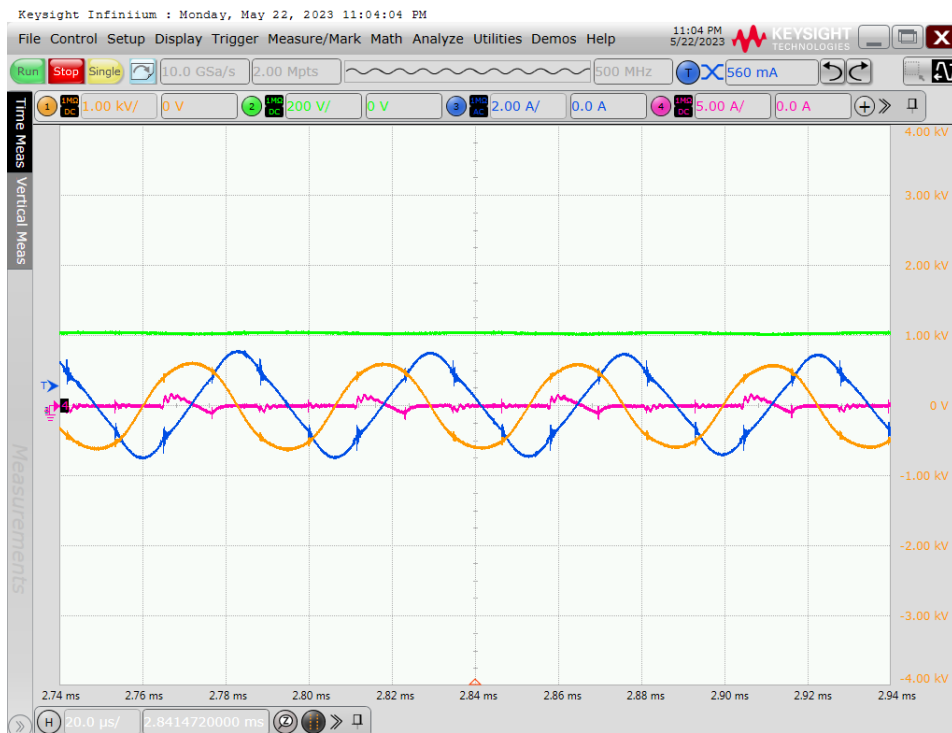


Obrázek C.9: Průběhy na sonotrodě  $d=20$  mm,  $V_{out}=600$  V, ustálený stav

### C. Měření výstupních veličin



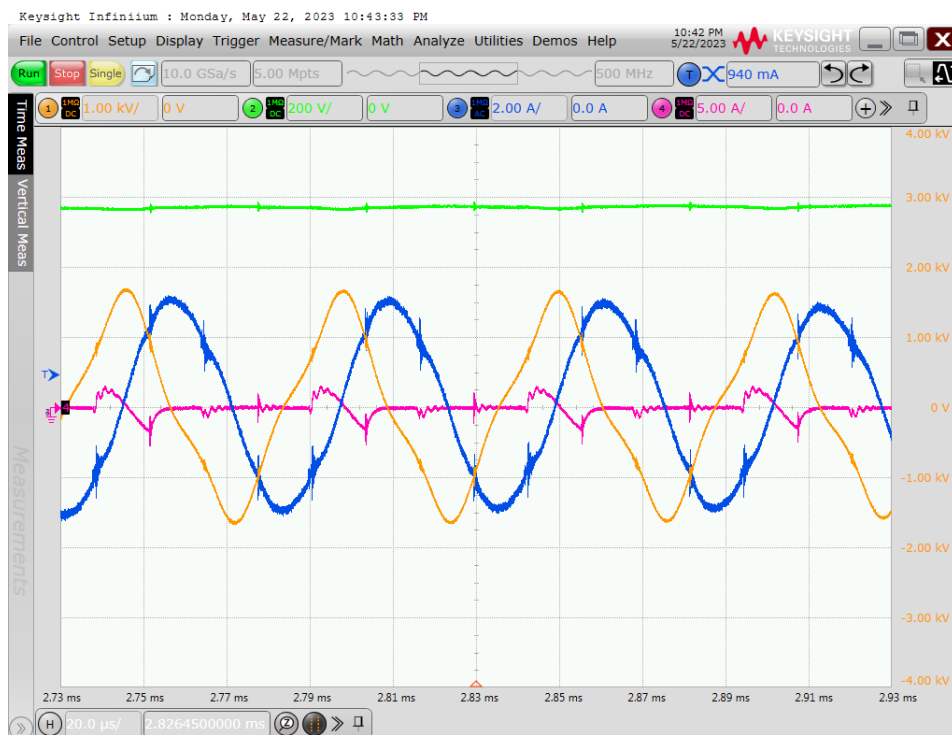
Obrázek C.10: Průběhy na sonotrodě  $d=20$  mm,  $V_{out}=400$  V, ustálený stav



Obrázek C.11: Průběhy na sonotrodě  $d=20$  mm,  $V_{out}=200$  V, ustálený stav

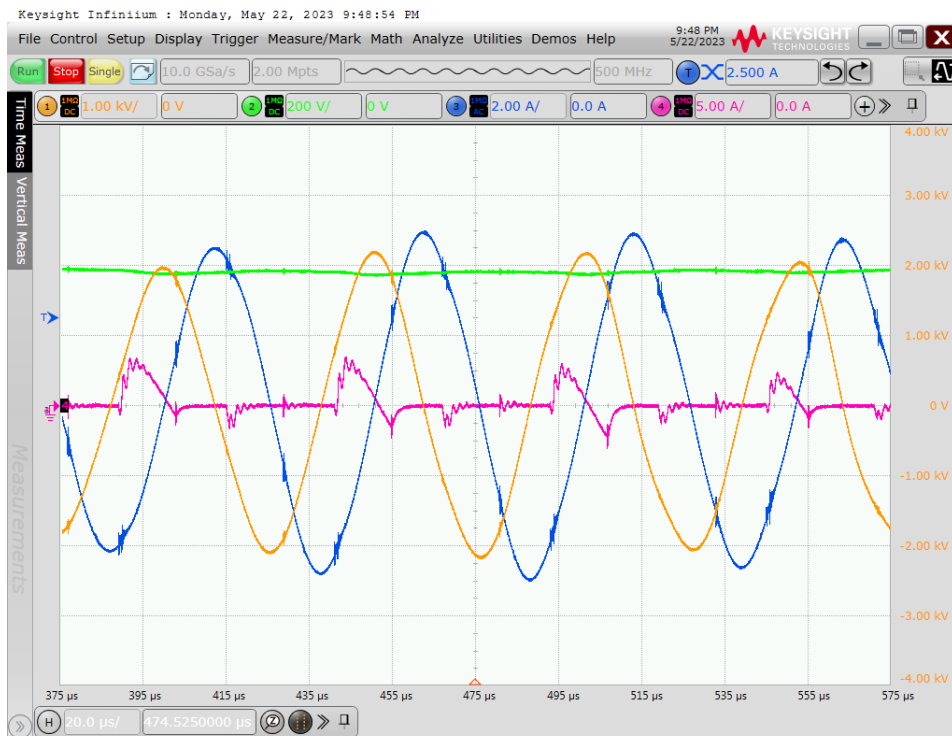


Obrázek C.12: Průběhy na sonotrodě  $d=25$  mm,  $V_{out}=600$  V, 12 pulsů

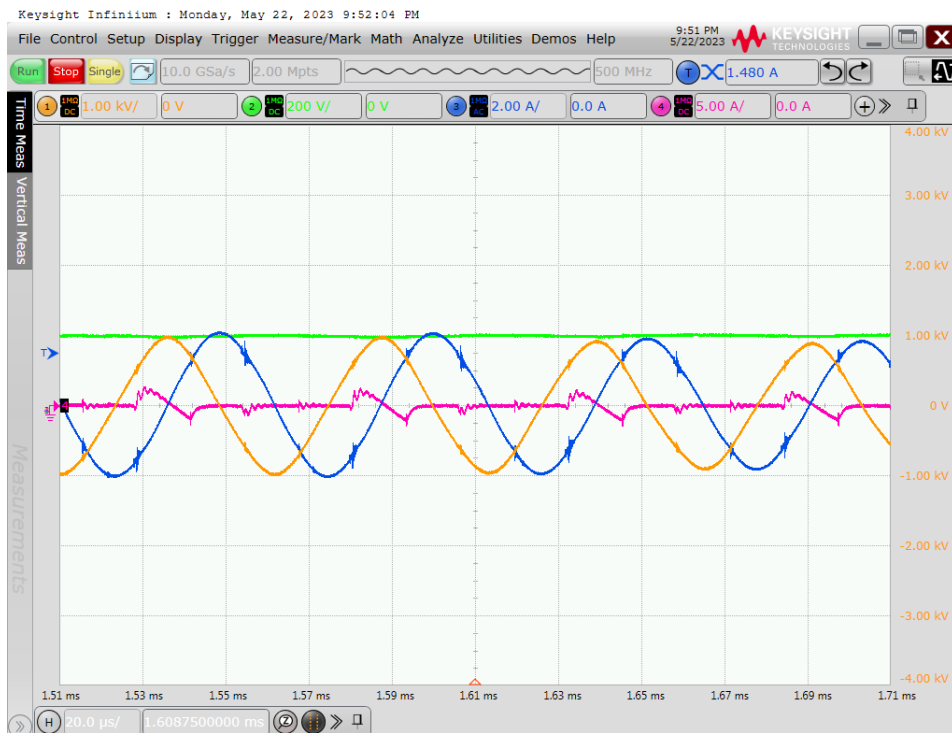


Obrázek C.13: Průběhy na sonotrodě  $d=25$  mm,  $V_{out}=600$  V, ustálený stav

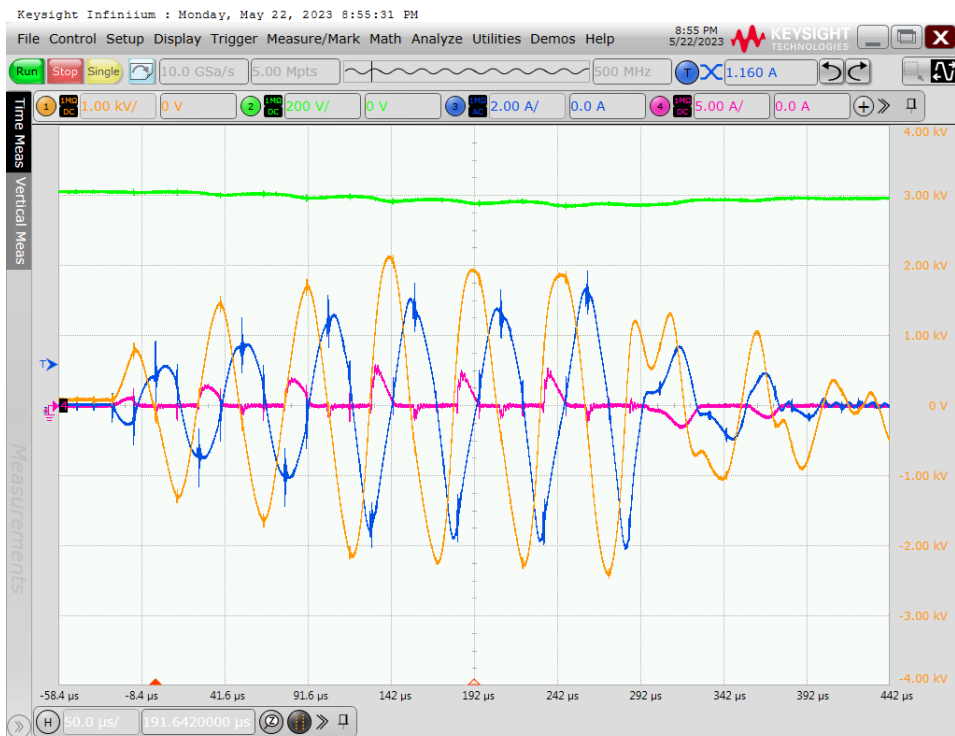
### C. Měření výstupních veličin



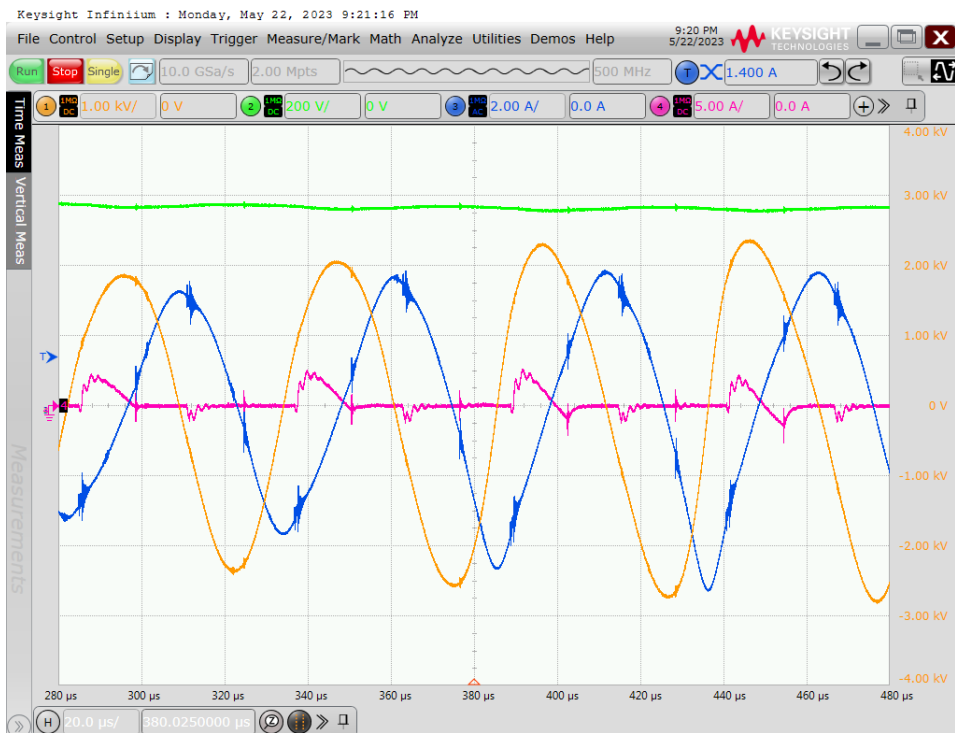
Obrázek C.14: Průběhy na sonotrodě  $d=25$  mm,  $V_{out}=400$  V, ustálený stav



Obrázek C.15: Průběhy na sonotrodě  $d=25$  mm,  $V_{out}=200$  V, ustálený stav

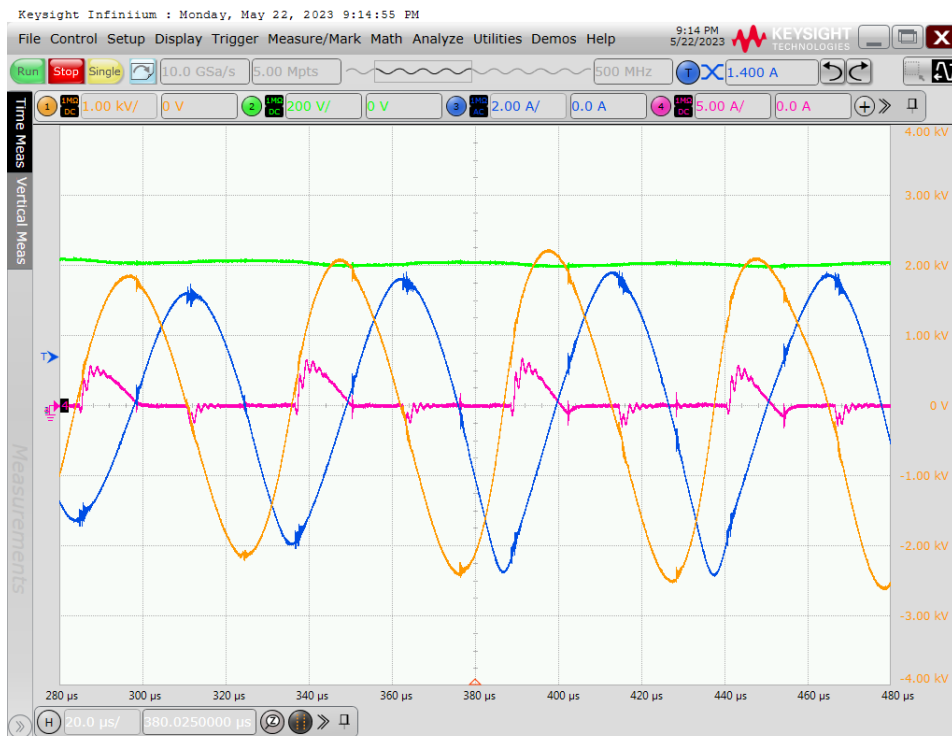


Obrázek C.16: Průběhy na sonotrodě Branson,  $V_{out}=600$  V, 12 pulsů

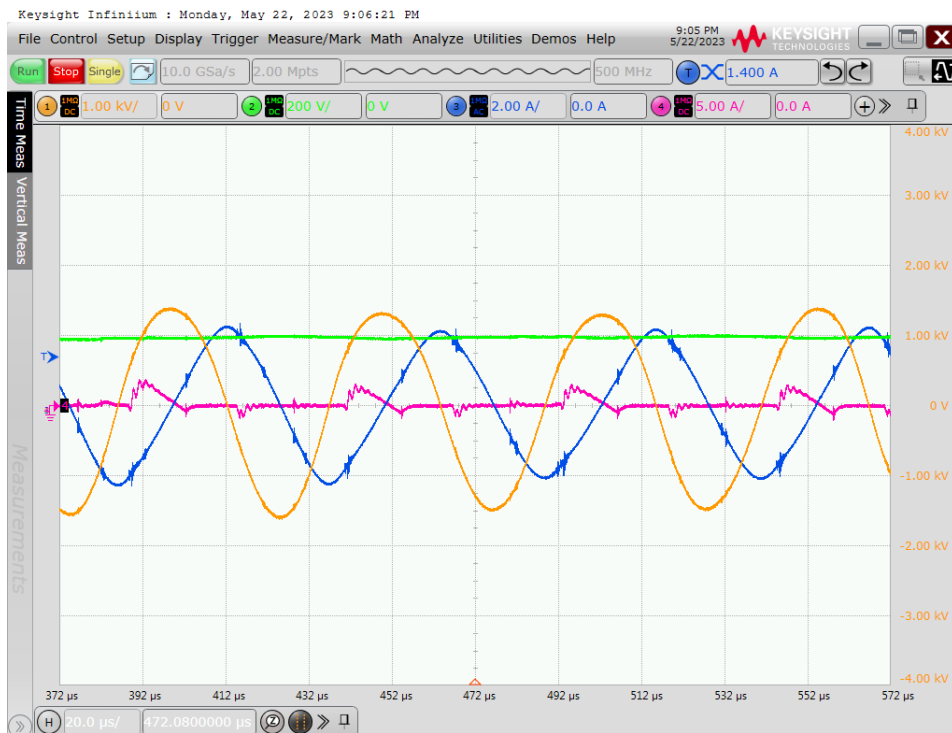


Obrázek C.17: Průběhy na sonotrodě Branson,  $V_{out}=600$  V, ustálený stav

### C. Měření výstupních veličin



Obrázek C.18: Průběhy na sonotrodě Branson,  $V_{out}=400$  V, ustálený stav



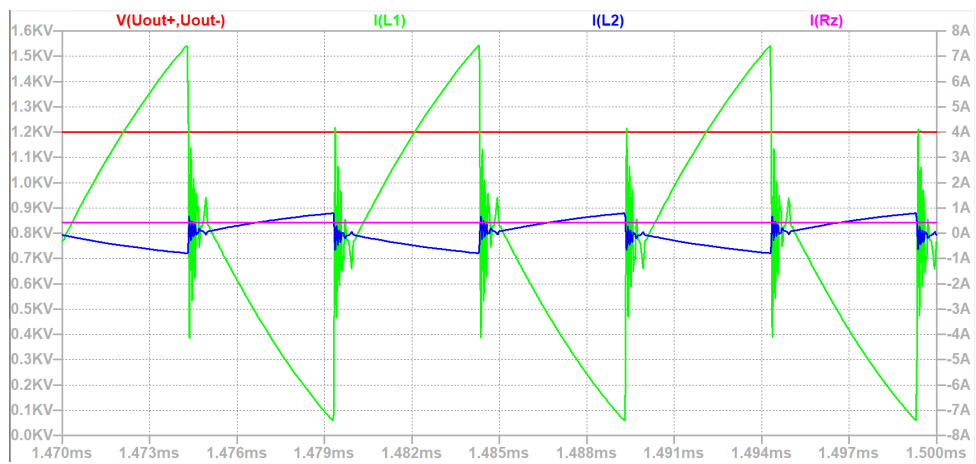
Obrázek C.19: Průběhy na sonotrodě Branson,  $V_{out}=200$  V, ustálený stav



## Příloha D

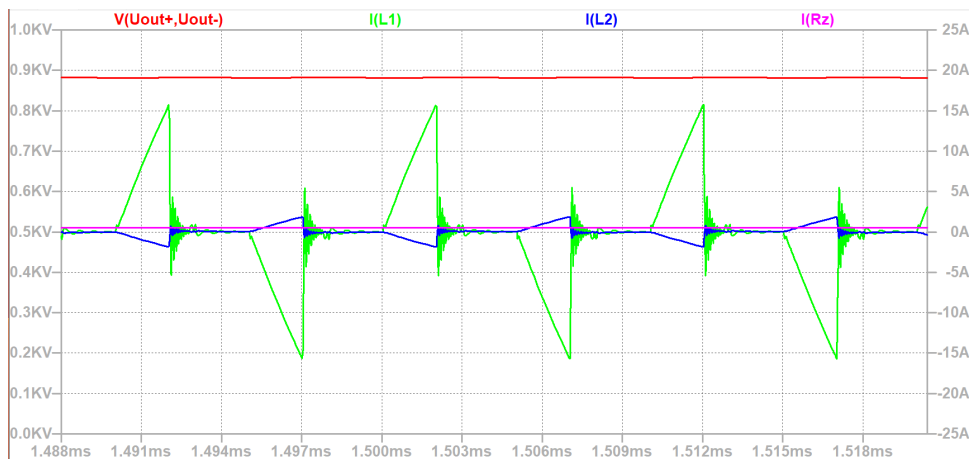
### Simulované průběhy

#### D.1 Měnič napětí

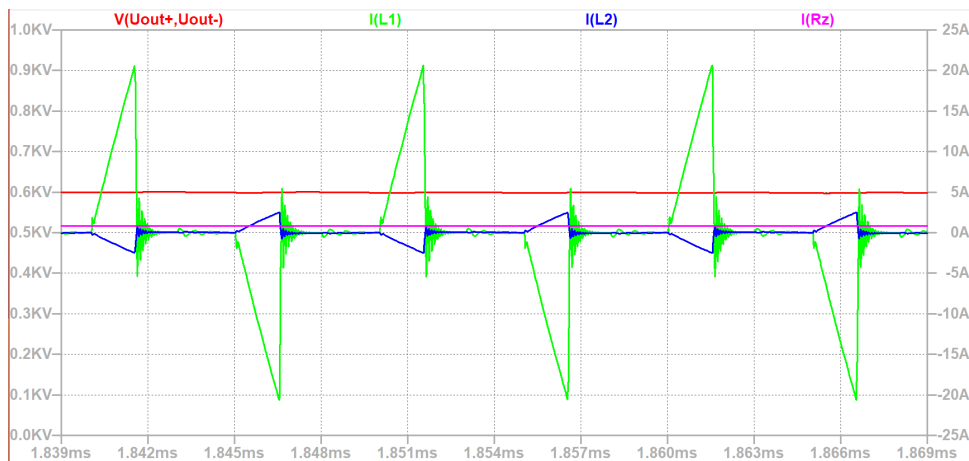


Obrázek D.1: Simulované průběhy pro napětí  $V_{out}=1200$  V

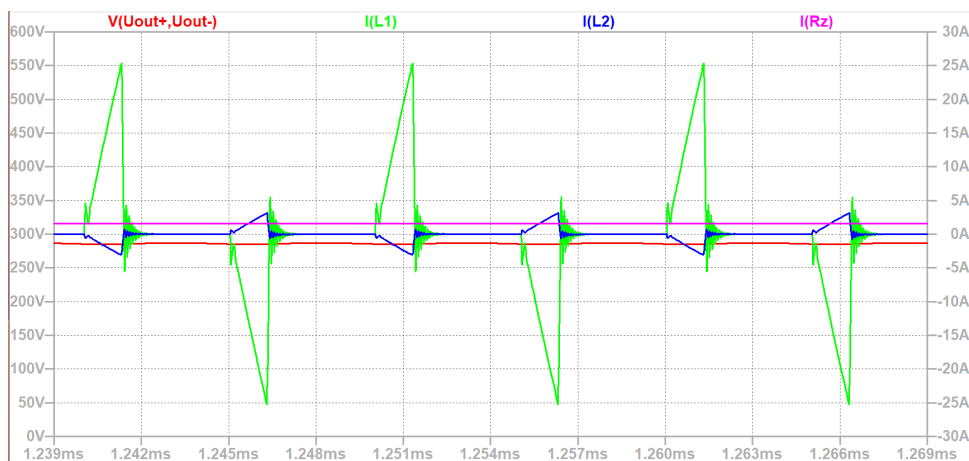
D. Simulované průběhy



Obrázek D.2: Simulované průběhy pro napětí  $V_{out}=900$  V



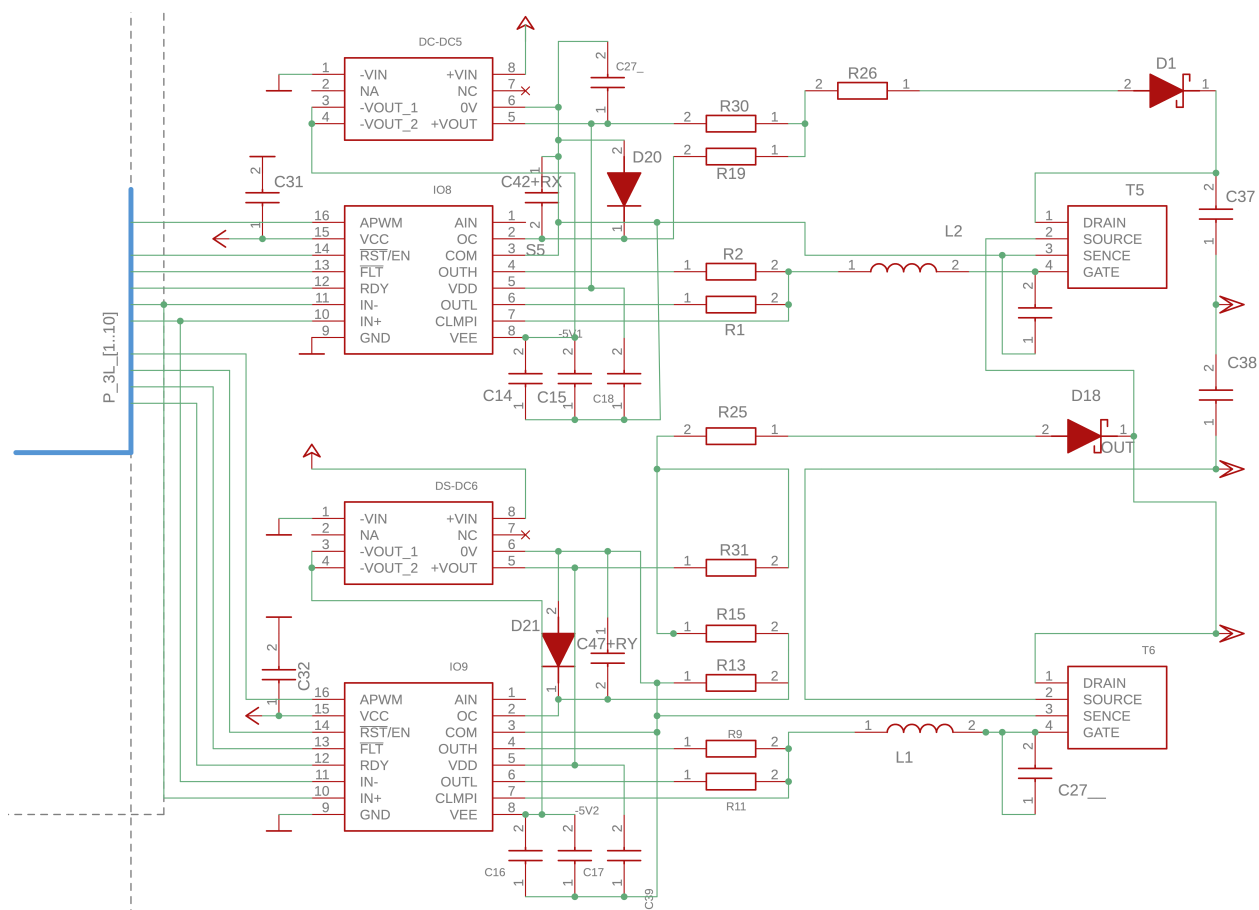
Obrázek D.3: Simulované průběhy pro napětí  $V_{out}=600$  V



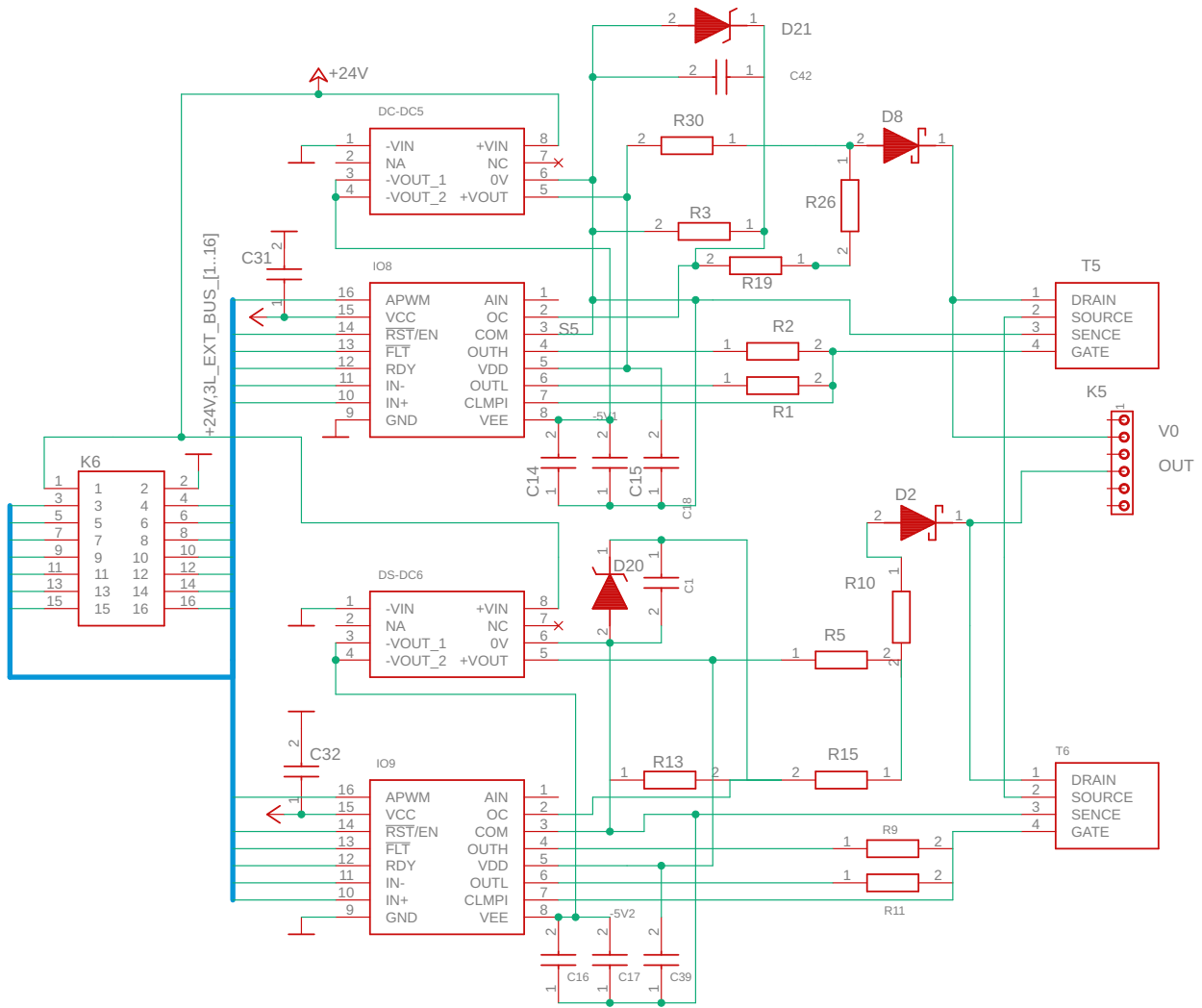
Obrázek D.4: Simulované průběhy pro napětí  $V_{out}=300$  V

## Příloha E

### Schémata zapojení výkonových částí DPS



Obrázek E.1: Schéma zapojení polomůstku a budičů realizované DPS



Obrázek E.2: Schéma zapojení přídatné desky pro koncový stupeň

